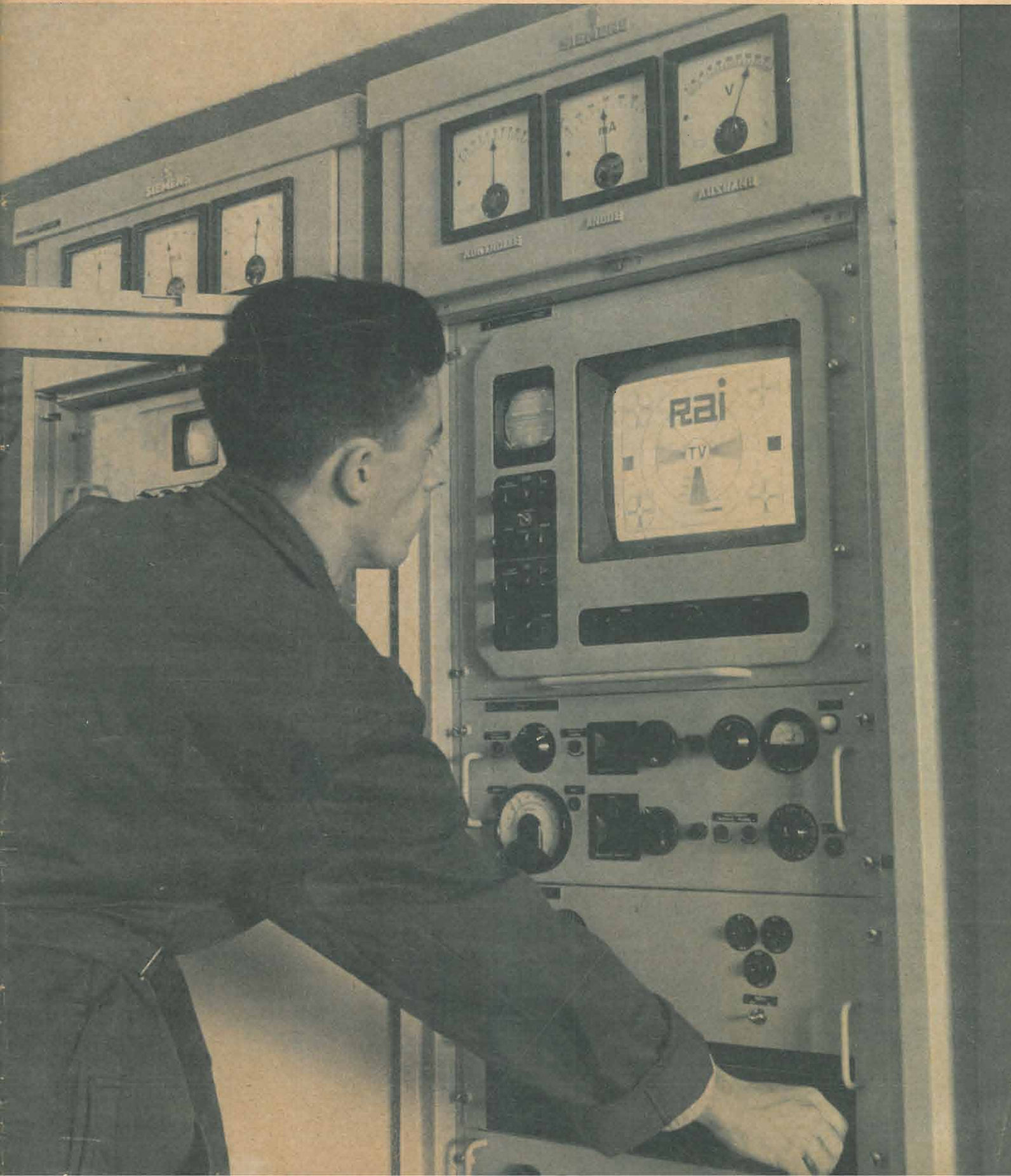
ELETTRONICA

EDIZIONI RADIO ITALIANA - ANNO III - GENNAIO-FEBBRAIO 1954 - NUMERO 1 - L. 300

LABORATORIO RADIOTECNICO

DI E. ACERBE

TORINO

VIA MASSENA, 42-44
TELEFONO 42.234

TELEVISORI DELLE MIGLIORI MARCHE NAZIONALI ED ESTERE

GELOSO * UNDA RADIO * SART * PHILMORE

MANUTENZIONE E ASSISTENZA
GARANTITA DA UN MODERNO
LABORATORIO DI RIPARAZIONE
ADIBITO ALLA SOLA TELEVISIONE

CAMBIADISCHI E GIRADISCHI AUTOMATICI E NORMALI

A DUE E TRE VELOCITÀ

W. M. TRI-O-MATIC * STAAR * BSR * PHILIPS

INCISORI A NASTRO E FILO

REVERE * WEBSTER * GELOSO

IL MEGLIO NELLE NOVITÀ TECNICHE

STAMPATO NELLO STABILIMENTO ILTE - INDUSTRIA LIBRARIA TIPOGRAFICA EDITRICE TORINO - CORSO BRAMANTE, 20 (7310)

Ing. S. & Dr. GUIDO BELOTTI

Telegr. { *Ingbelotti* *Milano*

MILANO
PIAZZA TRENTO, 8

Telef. { 5.20.51 5.20.52 5.20.53 5.20.20

GENOVA	**ROMA**	**NAPOLI**
Via G. D'Annunzio, 1/7	Via del Tritone, 201	Via Medina, 61
Telef. **52.309**	Telef. **61.709**	Telef. **23.279**

OSCILLOGRAFO **DU MONT** TIPO 250-AH

Tubo RC: 5RP2-A

Amplificatori ad alto guadagno e linearità in continua ed alternata.

Asse tempi lineare ricorrente e comandato variabile con continuità da 5 secondi a 10 microsecondi.

Sincronizzazione stabilizzata.

Potenziale post-accelerativo: 13.000 volt.

Calibratore di tensione interno.

Modulazione di intensità asse X.

Scala calibrata.

Grande versatilità di impiego.

PRONTO A MILANO **DETTAGLIATO LISTINO A RICHIESTA**

OSCILLOGRAFI PER RIPARATORI RADIO E TV - ANALIZZATORI SUPERSENSIBILI - PROVACIRCUITI - VOLTMETRI A VALVOLA - OSCILLATORI - GENERATORI DI SEGNALI CAMPIONE - MEGAOHMMETRI - PONTI RCL - ATTENUATORI - MONITORI PER STAZIONI AM, FM E TV - FREQUENZIMETRI - STRUMENTI DA PANNELLO E DA QUADRO - STRUMENTI REGISTRATORI - VARIATORI DI TENSIONE «VARIAC» - REOSTATI PER LABORATORI

LABORATORIO RIPARAZIONI E TARATURE

TV 14 A1

22 valvole, compreso il tubo da 14"

Formato rettangolare, cm. 25 × 31

Sistema intercarrier

6 canali

Cristallo di sicurezza antiriflettente

Mobile in legno pregiato avente dimensioni di cm. 45 × 45 × 47

TV 17L

28 valvole, compreso il tubo catodico di formato rettangolare. Dimensioni del tubo: cm. 40 × 31 (17 pollici)

6 canali

Tutti i comandi sono accessibili dalla parte anteriore

Cristallo di sicurezza, antiriflettente

Mobile di linea elegantissima in legno pregiato. Dimensioni: larghezza cm. 52, altezza cm. 52, profondità cm. 50

Altissima sensibilità e stabilità

Audio esente da fruscio e disturbi di sorta

Massima definizione dell'immagine

TV 17 A1

22 valvole, compreso il tubo da 17"

6 canali

Cristallo di sicurezza, antiriflettente

Formato rettangolare cm. 40 × 31

Mobile in legno pregiato avente dimensioni di cm. 52 × 52 × 50

A.R.T. **AMPLIFICAZIONE RADIO - TELEVISIONE**

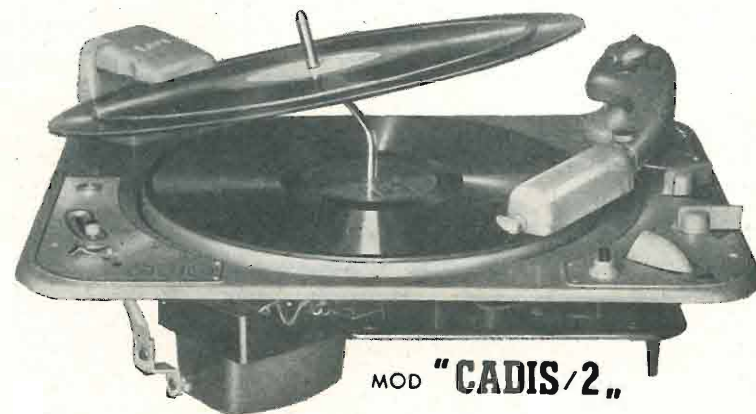
MILANO - VIALE CERTOSA, 34
Telefoni: 99.12.80 - 99.53.36

CARATTERISTICHE

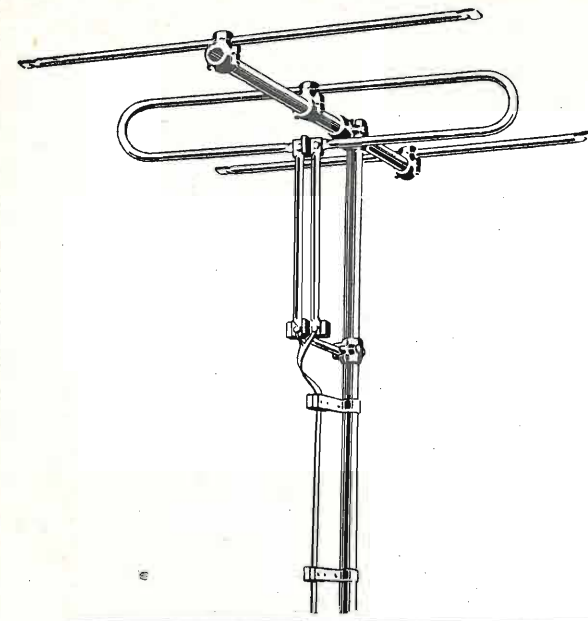
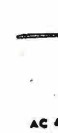
- Carica di 8 dischi da cm. 25 o da 30; oppure comunque miscelati.
- Lunghezza regolabile della pausa fra un disco e l'altro.
- Rifiuto di un disco non gradito.
- Ripetizione del disco se gradito.
- Arresto automatico al termine della carica.
- Arresto automatico in un momento qualsiasi della riproduzione.
- Funzionamento come cambiadischi semi-automatico sia per i dischi da cm. 30, 25, come per quelli da 18.

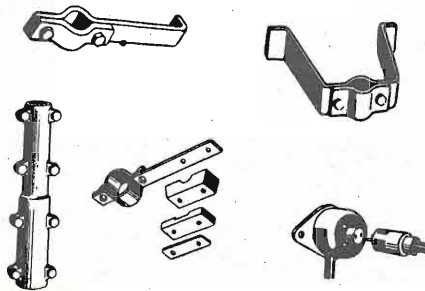
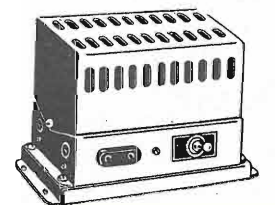
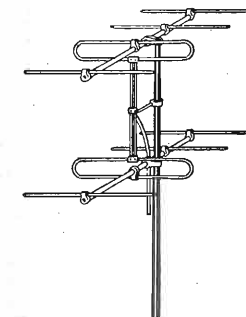
CAMBIADISCHI AUTOMATICO

Tre velocità: 33 - 45 - 78 giri

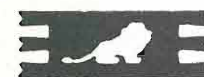
Il più completo e il più perfetto

MOD **"CADIS/2"**

MILANO (714) - VIA BERGAMO, 21 **LESA** TEL. 54.342 - 54.343 - 573.206 - 576.020

ANTENNE per TELEVISIONE e FM

- La più lunga esperienza in fatto di antenne speciali per onde corte e ultracorte.
- Il maggior numero di antenne per TV e FM installate in tutta Italia.
- Le antenne di più semplice montaggio e di più alta efficienza.

Antenne di tutti i tipi e per tutti i canali TV e FM

CHIEDERE IL NUOVO CATALOGO GENERALE ANTENNE E ACCESSORI

Tutti gli accessori per l'installazione di impianti di antenna singoli e collettivi. Chiedere il nuovo catalogo.

Per la ricezione televisiva marginale:

Antenne ad altissimo guadagno e preamplificatori d'antenna (Boosters)

Liguria	- Ditta I.E.T. - Salita S. Matteo, 19-21 - Genova
Emilia	- Ditta S.A.R.R.E. - Via Marescalchi, 7 - Bologna (escluso prov. di Piacenza)
Piacenza	- Casa della Radio - Via Garibaldi, 20-22
Veneto	- Ditta Ballarin - Via Mantegna, 2 - Padova
Lazio	- Radio Argentina - Via Torre Argentina, 4 - Roma

Lionello Napoli

VIALE UMBRIA, 80 - TELEFONO 573-049

MILANO

ELETTRONICA

Televisione Italiana

GENNAIO
FEBBRAIO 1954

DA PAGINA 1
A PAGINA 48

DIRETTORI:
EDOARDO CRISTOFARO
VITTORIO MALINVERNI

VICE DIRETTORE TECNICO:
GIUSEPPE DILDA

DIREZIONE E AMMINISTRAZIONE:
TORINO
VIA ARSENALE 21 - TELEF. 41.172

Concessionaria esclusiva della pubblicità:
COMPAGNIA INTERNAZIONALE PUBBLICITÀ PERIODICI (CIPP)
MILANO, VIA MERAVIGLI 11 - TEL. 808-350
TORINO, VIA POMBA 20 - TELEF. 45-816

Sommario.

Ricetrasmettitore Siemens - Halske del collegamento televisivo a rimbalzo Milano-Roma, installato presso il centro di Monte Serra.

EDIZIONI RADIO ITALIANA

IL PRESENTE NUMERO DI "ELETTRONICA„ COSTA IN ITALIA LIRE 300 (ARRETRATI LIRE 400) — I VERSAMENTI POSSONO ESSERE FATTI SUL CONTO CORRENTE POSTALE N 2/37800
ALL'ESTERO LIRE 500 (ARRETRATI LIRE 600)

ABBONAMENTO ANNUALE: IN ITALIA LIRE 1500 - ALL'ESTERO L. 2500
SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - IV GRUPPO
REGISTRATO ALLA CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C. P. DI TORINO AL N. 493 IN DATA 6-11-1951

FASOMETRI CATODICI SPECIALI E LORO APPLICAZIONI

DOTT. ING. PEDRO BENUSSI

SOMMARIO - Vengono descritti sistemi fasometrici realizzati dall'autore con l'impiego del tubo oscillografico in cui si fanno interferire campi rotanti equiversi e contrariversi di ampiezze e velocità angolari differenti. Per il caso generale viene trattata analiticamente la curva d'interferenza risultante e discussi i limiti di applicazione. Vengono inoltre dati gli schemi costruttivi ed i risultati ottenuti con una apparecchiatura realizzata alla frequenza di 500 kHz. Si conclude con un'analisi delle applicazioni tra cui una interessante la misura radioelettrica delle distanze.

1. Premesse.

La misura diretta dell'angolo di fase per frequenze superiori a quelle industriali e per alte frequenze presenta notevoli difficoltà di strumentazione sia per i fenomeni elettrici secondari che si originano nelle apparecchiature stesse, sia per l'inerzia dall'eventuale indice meccanico, che non può seguire variazioni rapide del valore di fase sotto misura.

Il tubo catodico si presta molto bene alla misura diretta di angoli di fase, ma la loro determinazione, col metodo delle figure di Lissajou, non dà per nulla la sufficiente esattezza per un pratico impiego, anche perché l'angolo di fase deve essere determinato dopo calcoli desunti da rapporti di lunghezze da rilevare sullo schermo del tubo catodico.

I fasometri catodici da me studiati e sperimentati si prestano invece alla misura ad indicazione diretta di angoli di fase tra due valori elettrici alternati anche di alta frequenza costante, e con precisione tale da renderli atti anche alla determinazione dell'angolo di perdita di dielettrici ed in generale alla misura anche di piccoli angoli di sfasamento, quali possono essere pure quelli corrispondenti a misure di distanza. Si vedrà, in conclusione, come l'indicazione stessa può essere moltiplicata ricorrendo a speciali moltiplicatori di sensibilità.

Nella generalità dei casi e senza ricorrere ad accorgimenti speciali di moltiplicazione di frequenza, la stima dell'angolo di fase può spingersi anche sotto al grado.

Il funzionamento di tali fasometri è dei più semplici ed il loro impiego è dei più facili.

L'angolo di fase viene apprezzato su una scala lineare lungo una circonferenza.

Il sistema fasometrico, come già detto, può ammettere anche una amplificazione delle misure dei piccoli angoli di fase, per ottenere maggiore precisione di lettura.

Tali tipi di fasometri possono essere utilmente impiegati pure come ricevitori-indicatori nel campo delle telemisure elettriche via filo o via radio, dove appunto l'elemento trasportatore della misura tra trasmettitore e ricevitore è l'angolo di fase fatto variare al trasmettitore da elementi meccanici od elettromeccanici in moto (come per esempio manometri, voltmetri, amperometri, ecc).

I fasometri elettronici inoltre possono essere facilmente impiegati in apparecchiature telemetriche per rilievi geodetici e navali oppure quali altimetri nella navigazione aerea.

2. Vari principi di funzionamento.

a) FASOMETRO A PUNTI LUMINOSI.

Il principio di funzionamento è quanto mai elementare ed è rappresentato in figura 1.

Una tensione alternata sinoidale V_1, della frequenza sotto esame, alimenta uno sfasatore (S) di tipo

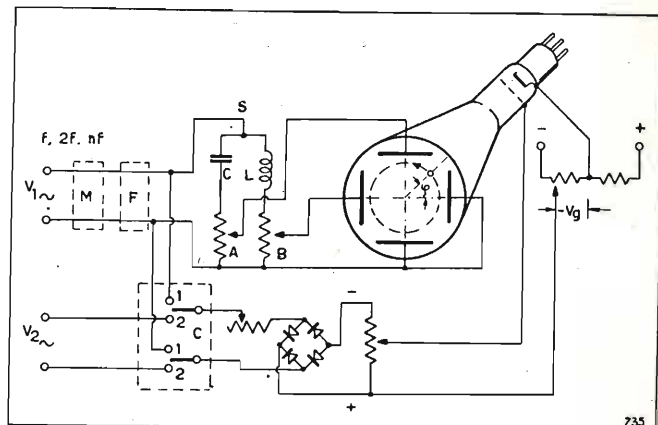



Fig. 1. — Schema di principio del fasometro a punti luminosi.

qualunque, ma realizzato in modo che i due vettori elettrici tra i punti (A) e (B) sieno sfasati esattamente di $\pi/2$. Nel caso che la tensione V_1 non sia di forma sinoidale, è opportuno introdurre nella linea di alimentazione un filtro (F) per migliorarne la forma d'onda.

La rotazione di fase introdotta da tale filtro viene compensata per confronto dallo stesso sistema di azzeramento.

Chiamando V_a e V_b le tensioni sfasate di $\pi/2$, queste generano tra le placchette del tubo catodico un campo rotante circolare e la macchietta catodica descrive un cerchio luminoso sullo schermo fluorescente del tubo. A tale risultato si può arrivare pure impiegando la deflessione magnetica del raggio nel tubo.

La macchia luminosa rotante si sposta sullo schermo con una velocità angolare $\omega = 2\pi f$, facendo un giro completo per ogni periodo del vettore alternato.

Il vettore elettrico alternato V_2, di cui si vuole misurare l'angolo di fase rispetto al vettore V_1, alimenta, attraverso ad opportuni resistori di adattamento, un rettificatore a doppia semi-onda, la cui uscita, come noto, ha la forma di tensione indicata in figura 2.

La polarità delle creste di tensione però è scelta in modo che i picchi stessi possono pilotare la griglia del tubo catodico, tendendo a spegnerne il raggio per tutta la durata d'un periodo, meno che per gli istanti corrispondenti alle creste A, B, C, D, ecc., in cui la tensione degli impulsi è tale da permettere l'accensione e spegnimento della macchia sullo schermo del tubo.

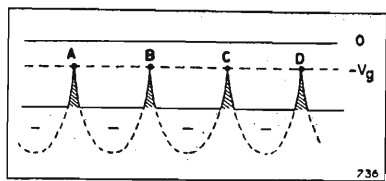



Fig. 2. — Guizzi di tensione per il pilotaggio della griglia del tubo catodico.

Sullo schermo del tubo in tal caso, si vedono apparire due macchiette diametralmente opposte rispetto al centro ottico del tubo stesso e di orientamento variabile sullo schermo, a seconda del valore dell'angolo di fase, di cui il vettore V_2 è rotato rispetto al vettore V_1 nel campo rotante generato dallo sfasatore (S). L'azzeramento dello strumento viene fatto commutando (C) nella posizione (1,1) ovvero determinando la posizione delle macchiette per $\varphi = 0$. Il valore dell'angolo φ letto con il commutatore in posizione (2,2) risulta riprodotto come dalla figura 3.

Se ora si alimentano le placchette dell'oscillografo con una tensione V_1 a frequenza doppia, il campo rotante tra le placchette corrispondenti ha doppia velocità e le due macchiette, prima diametralmente disposte, si ricoprono in una sola e l'angolo di fase letto è in tal caso $\varphi_1 = 2\varphi$, dunque si ottiene un potere moltiplicatore della lettura dell'angolo di fase.

La frequenza doppia può essere ottenuta per moltiplicazione dalla frequenza f a mezzo di moltiplicatore (M) indicato in figura 1, seguito dal filtro corrispondente (F) per la frequenza $2f$.

Se si invia invece alle placchette una frequenza corrispondente a $20f$ (che si può facilmente ottenere a mezzo di un moltiplicatore a multivibratori, agganciato alla frequenza f, seguito da un conveniente filtro) l'angolo φ_1, diviene eguale a 10φ, perciò, se è leggibile il mezzo grado quando $\varphi_1 = 2\varphi$, in questo caso si può leggere anche il mezzo decimo di grado.

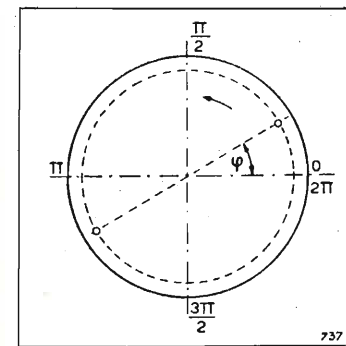



Fig. 3. — Macchiette catodiche indicanti la fase sullo schermo del tubo catodico.

La frequenza del campo rotante può cioè avere 2 valori o $2f$ o $20f$, in modo che l'angolo letto è $\varphi_1 = 2\varphi$ oppure $\varphi_1 = 20\varphi$.

Tale fasometro di realizzazione relativamente semplice ed a lettura lineare e diretta (qualora non si ricerchino frazioni di grado) può essere impiegato per le determinazioni di fase più svariate, come la determinazione dell'angolo di perdita e del fattore di merito, nelle telemisure, per la misura di distanza basata sull'apprezzamento dell'angolo di fase tra segnali trasmessi e ricevuti per riflessione, ecc.

E' ovvio che al posto d'un rettificatore ad ossidi per le più alte frequenze può essere impiegato un raddrizzatore a doppio diodo.

Considerato pure il fatto che la frequenza impiegata può essere tarata con grande esattezza, il fasometro descritto può essere impiegato pure nella misura di intervalli brevissimi di tempo e perciò può essere impiegato pure quale misuratore di distanze.

b) FASOMETRO A LINEA LUMINOSA.

Il fasometro a punti può essere modificato all'occorrenza in qualche sua parte, costituendo il fasometro a linea luminosa. Se, come in figura 4, il valore elettrico alternato monofase V_1, a mezzo di uno sfasatore (S_1), viene convertito in un valore costante e rotante e si alimentano dalle prese (A_1) e (B_1) (dove le tensioni sono eguali ma spostate di 90°) le placchette deflettrici di un oscillografo, la macchia cato-

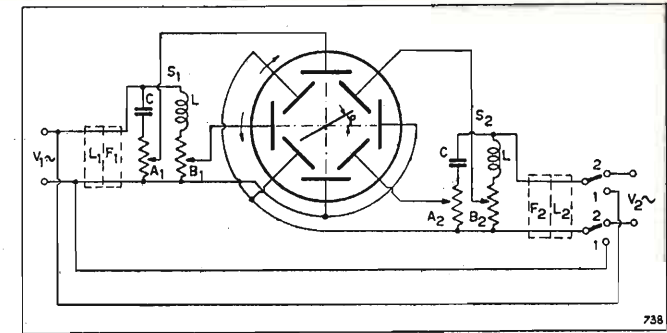



Fig. 4. — Schema di principio del fasometro a linea retta luminosa.

dica sullo schermo descrive un cerchio, con senso di rotazione definito dalla fase mutua delle placchette, come la figura 4, per esempio sinistrorso.

Supponiamo che ad altre quattro placchette dello stesso tubo oscillografico vengano applicate le tensioni in quadratura ricavate alle prese (A_2) e (B_2) di un altro sfasatore (S_2) alimentato dalla tensione alternata V_2; in questo caso è possibile disporre le cose in modo tale che questo secondo campo ruoti in senso inverso al primo (senso destrorso in figura 4) ed abbia intensità eguale al primo; allora il cerchio tracciato precedentemente sullo schermo dalla macchietta catodica, si converte in una retta orientata secondo l'angolo di sfasamento della tensione V_2 rispetto alla tensione V_1 (fig. 5).

Per l'azzeramento della scala con una linea di stima basta, per esempio, alimentare tanto (S_1) quanto (S_2) col medesimo valore elettrico alternato, spostando il commutatore in posizione (1,1). Passando poi il commutatore sulla posizione (2,2) si rileva l'angolo di sfasamento φ dalla inclinazione assunta dalla retta luminosa rispetto alla linea di stima prima tracciata.

La linea luminosa rimane ferma nella posizione assunta finché rimane costante lo sfasamento tra le due tensioni V_1 e V_2 di frequenza comune.

Se le tensioni V_1 e V_2 non sono sinoidali è opportuno inserire prima dei relativi sfasatori due filtri (F_1) e (F_2) che lascino passare solamente la fondamentale della quale si misura lo spostamento di fase relativa.

Per la realizzazione dello strumento si può impiegare del tutto la deflessione elettrostatica ad 8 placchette o del tutto la deflessione elettromagnetica con 8 bobine poste fuori del tubo oscillografico oppure ricorrere alla deflessione mista per tubi oscillografici normali (4 placchette e 4 bobine).

Il fasometro realizzato viene impiegato con facilità nei circuiti ad alta frequenza, per la messa a punto di apparecchiature e per le finalità già citate.

La riga luminosa diametrale rotante con l'angolo di sfasamento che appare sullo schermo dell'oscillografo (fig. 5) può essere pure spenta a metà in modo da renderla radiale.

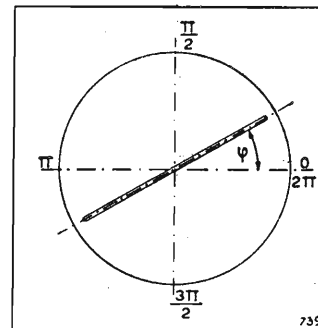



Fig. 5. — Retta luminosa indicante la fase sullo schermo del tubo catodico.

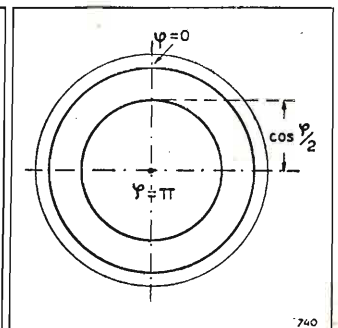



Fig. 6. — Cerchio luminoso il cui raggio indica la fase sullo schermo del tubo catodico.

c) FASOMETRO A CERCHIO LUMINOSO.

Se invece d'impiegare campi rotanti contrariversi si usano campi equiversi, sullo schermo del tubo si presenta un cerchio luminoso, il cui diametro, per $V_1 = V_2$, è funzione di cos $\varphi/2$. Per angolo di fase zero, il raggio della circonferenza sullo schermo è doppio del raggio dei due cerchi eguali costituenti; il raggio della circonferenza si riduce a zero (punto luminoso al centro) per uno sfasamento di 180° (fig. 6).

Il raggio del cerchio può essere tarato in valori di $\cos \varphi/2$.

Allo scopo di rendere la misura dell'angolo di fase indipendente dall'ampiezza di V_1 e V_2, prima dei circuiti filtri (F_1) ed (F_2) possono essere inseriti opportuni limitatori di ampiezza (L_1) e (L_2) come è indicato in figura 4.

d) FASOMETRO PER SECONDA ARMONICA O PER SUBARMONICA D'ORDINE 2.

Generalizzando i concetti finora svolti, impiegando sempre il tubo catodico quale indicatore e facendo interferire campi rotanti di differente velocità di rotazione e verso, sorgono altre possibilità di creare strumenti indicatori di fase. Si vedrà che le curve d'interferenza di campi rotanti sono linee chiuse su se stesse e che il caso del fasometro a linea retta luminosa già trattato è solo un caso molto particolare.

Lo studio della curva chiusa d'interferenza corrispondente al campo rotante di una oscillazione fondamentale e quello della sua seconda armonica o subarmonica, dà la possibilità di creare un fasometro di concezione più pratica ed elegante, svincolandoci dal fatto (visto negli altri fasometri) che i vettori elettrici tra i quali si misura l'angolo di fase, debbano avere ampiezze costanti o con rapporto fisso tra di loro.

3. Curve d'interferenza di campi rotanti.

Consideriamo come in figura 7 un vettore OQ di intensità A e rotante con la velocità angolare Ω nel senso antiorario ed un vettore OS di intensità a rotante con velocità angolare ω, pure nel senso antiorario.

Tali due vettori in ogni istante dànno luogo ad una risultante di intensità $\varrho = A + a$ di modulo $\varrho = OP$ e di anomalia δ.

Già a priori s'intuisce che il luogo geometrico dei punti P (estremi del vettore risultante ϱ è una curva chiusa; tale asserto verrà dimostrato in seguito.

Prendiamo a considerare il seguente caso quale più interessante per noi: presi due assi cartesiani ortogonali ξ, η sia il vettore A di fase iniziale φ e di velocità angolare $\Omega = 2\omega$ ed il vettore a di fase iniziale $-\varphi$ e di velocità angolare ω.

Dalla figura 7 sorgono subito le due relazioni seguenti quali coordinate del punto P:

$$[1] \quad \eta = \varrho \operatorname{sen} \delta = A \operatorname{sen} (2\omega t + \varphi) + a \operatorname{sen} (\omega t - \varphi)$$

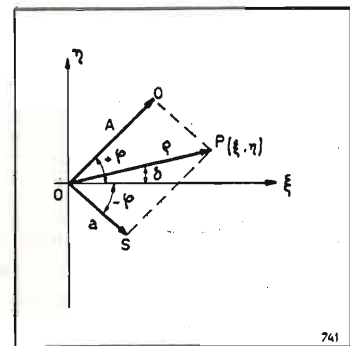



Fig. 7. — Posizione istantanea di due vettori A ed a rotanti antiorari con velocità angolare 2 : 1.

$$[2] \quad \xi = \varrho \cos \delta = A \cos (2\omega t + \varphi) + a \cos (\omega t - \varphi)\,;$$

quadrando, sommando e ricordando che

$$1 = \cos^2\alpha + \operatorname{sen}^2\alpha$$

si ha:

$$[3] \quad \varrho^2 = A^2 + a^2 + 2Aa\, [\operatorname{sen} (2\omega t + \varphi) \operatorname{sen} (\omega t - \varphi) + \cos (2\omega t + \varphi) \cos (\omega t - \varphi)]\,.$$

Ora cerchiamo i valori di massimo e di minimo di ϱ oppure di ϱ^2; effettuando la derivata:

$$\frac{d\varrho^2}{dt} = 2Aa\, [2\omega \cos (2\omega t + \varphi) \operatorname{sen} (\omega t - \varphi) + \omega\, (\operatorname{sen} 2\omega t + \varphi) \cos (\omega t - \varphi) - 2\omega \operatorname{sen} (2\omega t + \varphi) \cos (\omega t - \varphi) - \omega \cos (2\omega t + \varphi) \operatorname{sen} (\omega t - \varphi)]\,;$$

$$\frac{d\varrho^2}{dt} = 2Aa\omega\, [\cos (2\omega t + \varphi) \operatorname{sen} (\omega t - \varphi) - \operatorname{sen} (2\omega t + \varphi) \cos (\omega t - \varphi)]\,,$$

ponendola eguale a zero si ha:

$$\cos (2\omega t + \varphi) \operatorname{sen} (\omega t - \varphi) = \operatorname{sen} (2\omega t + \varphi) \cos (\omega t - \varphi)\,,$$

da cui $\operatorname{tg} (2\omega t + \varphi) = \operatorname{tg} (\omega t - \varphi)$ che risulta soddisfatta: per il valore:

$$2\omega t + \varphi = \omega t - \varphi\,, \text{ cioè per } \omega t_1 = -2\varphi\,;$$

e per il valore:

$$2\omega t + \varphi = \omega t - \varphi \pm \pi\,, \text{ cioè per } \omega t_2 = -2\varphi \pm \pi\,.$$

Ciò se consideriamo limitato ad un giro il percorso rotante del vettore lento a, altrimenti la curva si ripete ciclicamente su se stessa.

Se ora sostituiamo per $\omega t_1 = -2\varphi$ nella relazione [3] si ha:

$$\varrho_1^2 = A^2 + a^2 + 2Aa = (A + a)^2\,,$$

ossia:

$$\varrho_1 = A + a\,;$$

e per:

$$\omega t_2 = -2\varphi \pm \pi\,,$$

$$\varrho_2^2 = A^2 + a^2 - 2Aa = (A - a)^2\,,$$

ossia:

$$\varrho^2 = A - a\,.$$

I valori massimo e minimo del vettore risultante ϱ sono dunque allineati col centro O.

Se ora sostituiamo nella relazione [1] per ϱ il valore:

$$\varrho_1 = A + a\,,$$

si ottiene:

$$(A + a) \operatorname{sen} \delta_1 = A \operatorname{sen} (-3\varphi) + a \operatorname{sen} (-3\varphi) = (A + a) \operatorname{sen} (-3\varphi)\,,$$

da cui:

$$\delta_1 = -3\varphi\,.$$

E' da supporre inoltre che la retta congiungente l'afelio col perielio sia in questo caso particolare preso in esame (rapporto 2:1 tra le velocità angolari di due vettori rotanti equiversi) un asse di simmetria della traiettoria.

Abbandoniamo perciò gli assi ξ ed η e riferiamo la curva a due nuovi assi x ed y ortogonali fra di loro ed ottenuti con una rotazione antioraria del sistema di assi ξ ed η di un angolo appunto eguale a 3φ. Con tale rotazione l'asse x sarà diretto verso l'afelio della traiettoria (punto di raggio vettore massimo, pari a $A + a$; **fig. 8**).

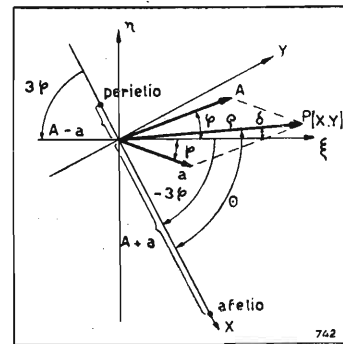



Fig. 8. — Rotazione degli assi cartesiani per semplificare le equazioni parametriche.

Chiamando Θ la nuova anomalia del vettore ϱ e posto perciò:

$$\Theta = \delta + 3\varphi\,,$$

risultano le seguenti fasi iniziali:

— fase iniziale del vettore rotante A, $3\varphi + \varphi = 4\varphi$;

— fase iniziale del vettore rotante a, $3\varphi - \varphi = 2\varphi$.

Trascorso un tempo t la fase del vettore rotante A diventa perciò $2\omega t + 4\varphi = 2\,(\omega t + 2\varphi)$ e quella del vettore rotante a, $\omega t + 2\varphi$.

Essendo per la nuova posizione degli assi:

$$y = \varrho \operatorname{sen} \Theta\,, \qquad x = \varrho \cos \Theta\,,$$

le equazioni parametriche della traiettoria riferite al nuovo sistema di assi diventano perciò:

$$y = A \operatorname{sen} 2\,(\omega t + 2\varphi) + a \operatorname{sen} (\omega t + 2\varphi)\,,$$

$$x = A \cos 2\,(\omega t + 2\varphi) + a \cos (\omega t + 2\varphi)\,.$$

Da tali relazioni risulta che 2φ è il valore dello sfasamento fra i vettori A ed a all'inizio del moto, e che, potendo il parametro $\omega t + 2\varphi$ assumere qualunque valore, la forma della traiettoria non dipende dallo sfasamento iniziale dei due vettori e neppure dalla velocità con la quale il punto percorre la traiettoria. Vedremo che, al variare dello sfasamento tra A e a, varia solo l'orientamento della traiettoria e quello del suo asse di simmetria o retta congiungente l'afelio col perielio.

Posto $\alpha = \omega t + 2\varphi$ le equazioni parametriche della traiettoria diventano:

$$y = A \operatorname{sen} (2\alpha) + a \operatorname{sen} \alpha\,,$$

$$x = A \cos (2\alpha) + a \cos \alpha\,.$$

Per il valore $-\alpha$ l'ascissa x non cambia, poiché $\cos (2\alpha) = \cos (-2\alpha)$ e $\cos \alpha = \cos (-\alpha)$ mentre l'ordinata y assume valore eguale e di segno contrario, poiché $\operatorname{sen} (-2\alpha) = -\operatorname{sen} (2\alpha)$ ecc. Da ciò si deduce che l'asse x è effettivamente un asse di simmetria della traiettoria.

Ne segue che se la curva possiede un unico punto particolare (nodo, cuspide, ecc.) questo può esistere solamente sull'asse di simmetria.

Analizzando la traiettoria corrispondente alle equazioni parametriche si potrebbero fare molte considerazioni, il cui interesse risulta però più matematico che elettrotecnico e perciò mi limiterò a passare in rassegna le particolarità di tali curve, senza unire le relative dimostrazioni anche per ragioni di spazio. Chiunque però volesse maggiori ragguagli su quanto dirò può essere informato separatamente.

L'equazione esplicita della traiettoria riesce alquanto complicata e perciò è meglio trattarla con le sue equazioni parametriche. La curva è di quarto grado ed ha nel campo reale un punto doppio (nodo), con due tangenti distinte e simmetriche rispetto all'asse x. Se queste due tangenti coincidono, la tangente diventa doppia e coincide coll'asse x stesso ed allora non si ha più un nodo, ma solo una cuspide. In fine se le due tangenti sono immaginarie, il punto doppio è un punto isolato.

La curva cuspidata si ottiene quando $A - a = -A$ cioè quando $A = a/2$. Tale caso però è solo particolare poiché corrisponde ad una condizione di rapporto fisso tra A ed a, mentre a noi interessa solo la posizione del punto caratteristico o meglio l'inclinazione dell'asse di simmetria che lo contiene e che costituisce appunto, come vedremo, l'indice dell'indicatore di fase.

Nel caso particolare di $A = a/2$ la curva cuspidata è una cardioide. Nel caso generale invece la curva è una quartica bicircolare. Assumendo invece il punto doppio trovato come polo, una maggiore semplificazione viene introdotta nelle considerazioni sul tipo di curva trovato. Di fatti la curva oltre ad essere una particolare epicicloide è quella particolare concoide del cerchio che si chiama Lumaca di Pascal (concoide del cerchio fatta rispetto ad un suo punto).

Concludendo, segnati in figura 9 due vettori rotanti equiversi sinistrorsi nella posizione di partenza ed attribuendo al vettore A una velocità doppia in anticipo dell'ango 2φ rispetto al vettore rotante a, l'asse x

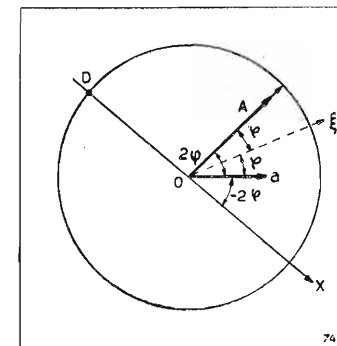



Fig. 9. — Valori istantanei delle fasi mutue dopo la rotazione degli assi coordinati.

(contenente il punto doppio D ed asse di simmetria della traiettoria) ha la direzione simmetrica della direzione di A rispetto a quella di a nella posizione di partenza.

Il punto D dell'asse di simmetria Ox e di ascissa A sarà un punto speciale (nodo, cuspide o punto isolato) a seconda che $A > a/2$, $A = a/2$, $A < a/2$.

Il punto speciale D diventa inoltre (per l'applicazione che si prenderà in esame) l'indice di un indicatore dello sfasamento mutuo di due vettori rotanti, i quali se anche variano di entità entro limiti vasti, danno un punto caratteristico D nella curva d'interferenza, il quale punto rimane sempre sull'asse x di simmetria, pur spostandosi lungo l'asse stesso al variare dei moduli dei vettori rotanti componenti.

Con tali premesse si vede perciò l'opportunità di impiegare il punto D quale indice di un indicatore di fase tra i vettori A ed a.

Dalla figura 10, dove sono contenuti i risultati grafici delle considerazioni teoriche omesse per brevità si osserva che per valori di a tali che $A/2 < a < 2A$ il punto D può essere indice di un fasometro di grande facilità di lettura sullo schermo di un tubo catodico, essendo il punto speciale caratterizzato da una cuspide o da un attraversamento della traiettoria su se medesima.

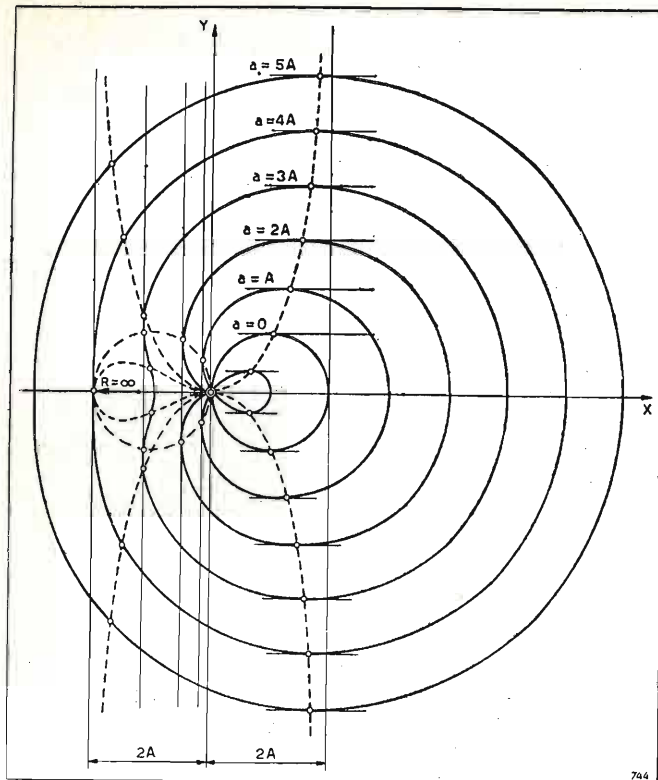



Fig. 10. — Famiglia delle curve risultanti per diversi valori di A ed a.

Se ora la fase iniziale del vettore rotante A viene presa quale fase zero, l'angolo di orientamento dell'asse di simmetria indica direttamente il doppio dell'angolo di fase iniziale tra il vettore rotante A ed il vettore rotante a di metà velocità di rotazione. Tale risultato è intuitivamente comprensibile dalla figura 11 ed è facilmente dimostrabile.

Riprendiamo infatti le equazioni parametriche della traiettoria e poniamo il vettore A di fase iniziale 0 e velocità angolare $\Omega = 2\omega$ ed il vettore a di fase iniziale $-\varphi$ e velocità angolare ω. Dalla figura 11 le coordinate del punto P (ξ, η) estremo della risultante $\rho = A + a$ sono

$$\eta = -\rho \operatorname{sen} \delta = A \operatorname{sen} 2\omega t + a \operatorname{sen} (\omega t - \varphi)$$

$$\xi = \rho \cos \delta = A \cos 2\omega t + a \cos (\omega t - \varphi)$$

quadrando e sommando come fatto in antecedenza per il caso generale, si ha però:

$$[4] \quad \rho^2 = A^2 + a^2 + 2Aa \, [\operatorname{sen} 2\omega t \operatorname{sen} (\omega t - \varphi) + \cos 2\omega t \cos (\omega t - \varphi)] = 0$$

derivando rispetto al tempo e ponendo eguale a zero si ha

$$d\rho^2/dt = 2Aa\omega \, [\cos 2\omega t \operatorname{sen} (\omega t - \varphi) - \operatorname{sen} 2\omega t \cos (\omega t - \varphi)] = 0$$

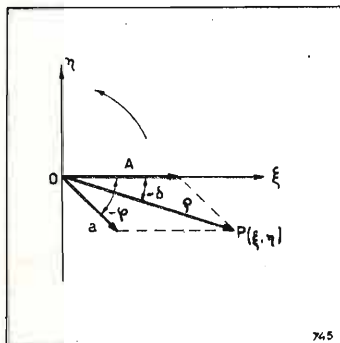



Fig. 11. — Valori istantanei delle fasi mutue considerando A di fase iniziale zero.

da cui

$$tg \, 2\omega t = tg \, (\omega t - \varphi)$$

che risulta soddisfatta per i valori

$$2\omega t = \omega t - \varphi$$

ossia per $\omega t_1 = -\varphi$ oppure per $\omega t_2 = -\varphi + \pi$.

Se tali due valori vengono sostituiti nella [4] si ha:

$$\rho_1{}^2 = A^2 + a^2 + 2Aa \, , \quad \rho_1 = A + a \, , \text{ per } \omega t_1 = -\varphi \, ;$$

$$\rho_2{}^2 = A^2 + a^2 - 2Aa \, , \quad \rho_2 = A - a \, , \text{ per } \omega t_2 = -\varphi + \pi \, .$$

Il massimo ed il minimo del vettore risultante ρ sono allineati col centro O.

Sostituendo uno di tali valori, per es.

$$\rho = \rho_1 = A + a \quad \text{e} \quad \omega t_1 = -\varphi$$

nella relazione che dà la coordinata η si ottiene:

$$-(A + a) \operatorname{sen} \delta_1 = A \operatorname{sen} (-2\varphi) + a \operatorname{sen} (-2\varphi)$$

$$-(A + a) \operatorname{sen} \delta_1 = -A \operatorname{sen} (2\varphi) - a \operatorname{sen} (2\varphi)$$

da cui

$$\operatorname{sen} \delta_1 = \operatorname{sen} 2\varphi \; ; \quad \delta_1 = 2\varphi \, .$$

Da tali considerazioni risulta perciò che l'asse di simmetria della traiettoria contenente il punto doppio D, è inclinato sull'asse delle ascisse (partenza del vettore A) di un angolo doppio di quello col quale il vettore a rotante con velocità metà, è partito in ritardo rispetto al vettore A con velocità doppia ed avente fase zero.

Da ciò risulta inoltre che se invece i due vettori rotanti A ed a sono partiti dall'asse delle ascisse ξ in fase tra di loro il punto caratteristico D sta sulla asse di simmetria della traiettoria che coincide con l'asse ξ delle ascisse stesse (fig. 12).

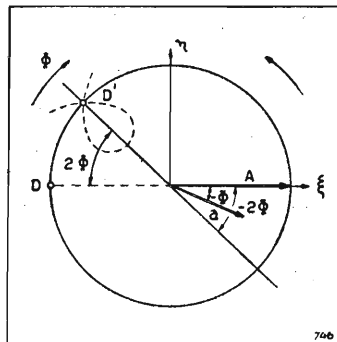



Fig. 12. — Moltiplicazione dell'angolo di fase Φ e senso della sua lettura sullo schermo a mezzo del punto caratteristico D.

Se invece i due vettori rotanti sono partiti dall'asse della ascisse, A con fase zero ed a con ritardo di fase $-\Phi$ in senso ambedue sinistroso e con le limitazioni di facile lettura sullo schermo dell'oscillografo catodico (cioè che il rapporto tra i moduli a ed A sia compreso entro i limti molto larghi $A/2 < a < 2A$), l'asse di simmetria contenente il punto D ruota nel senso orario rispetto all'asse delle ascisse di un angolo eguale a 2Φ. Si osserva da ciò che l'angolo di fase indicato dall'oscillografo è in scala doppia, facilitando ancor più la sua misura.

L'indicazione dell'angolo di fase, data su una scala trasparente graduata, è rigorosamente proporzionale all'angolo ed il fasometro, perciò, non ha bisogno di taratura.

La figura 13 rappresenta le indicazioni per ritardi di fase speciali. L'azzeramento dell'istrumento si effettua una volta per sempre, inviando 2 tensioni di frequenza costante ed in fase ai due serrafili d'ingresso e girando il tubo catodico intorno al suo asse oppure il cerchio graduato ponendolo nella posizione

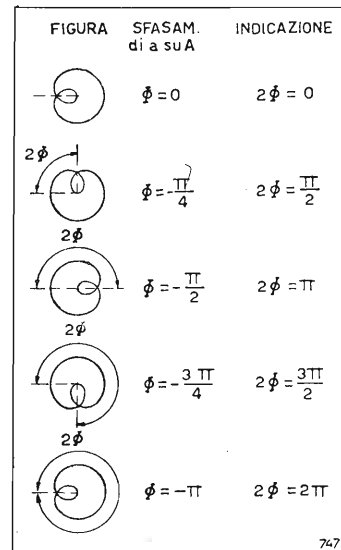



Fig. 13. — Indicazioni sullo schermo del tubo catodico per valori speciali dell'angolo di fase Φ.

di zero; dopo di ciò si invia nei serrafili di misura la tensione di fase sconosciuta leggendone direttamente lo sfasamento in gradi.

4. Descrizione del fasometro a curva d'interferenza.

Vediamo ora di descrivere gli apparecchi che consentono l'ottenimento delle curve studiate e la facile costruzione del fasometro il sui schema di principio è illustrato in figura 14.

Sia da determinare l'angolo di fase tra le due tensioni V_1 e V_2 di frequenza f. La tensione V_1 viene applicata tra i terminali d'ingresso (1) e (2) e la tensione V_2 tra i terminali (1') e (2') con il commutatore K posto nella posizione (3) cosicché V_2 risulta applicata al divisore o moltiplicatore di frequenza DMF (per il divisore di frequenza sarà dato lo schema).

La tensione V_1 di frequenza f alimenta un opportuno circuito oscillatorio smorzato dalle due resistenze R_1, R_1' avente ciascuna valore pari alle reattanze induttiva e capacitiva in modo che:

$$| R_1 | = | \omega L | \quad \text{ed} \quad | R_1' | = | 1/\omega C | \, .$$

In tal caso le tensioni applicate alle placchette (a) e (b) del tubo oscillografico sono sfasate tra di loro di $\pi/2$ essendo a lor volta le tensioni V_{R_1} e $V_{R'_1}$ sfasate in ritardo ed in anticipo di $\pi/4$ rispetto alla tensione risultante di ingresso V_1 (fig. 15).

La tensione V_2 di frequenza pure f ed applicata ai terminali (1') e (2') ed attraverso K chiuso su (3) entra nel divisore (o moltiplicatore) di frequenza.

Nelle esperienze che citerò parlerò solo di divisore di frequenza, avendo attuato l'apparecchiatura in tale senso, ma è intuitivo che per le considerazioni teoriche già svolte si può realizzare un'apparecchiatura

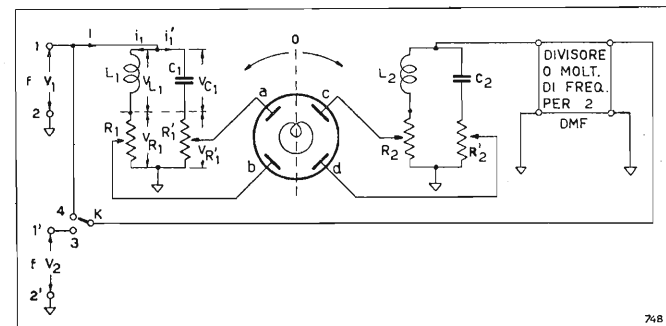



Fig. 14. — Schema di principio del fasometro a curva d'interferenza.

analoga anche con moltiplicatore di frequenza per due. E' implicito che in tale senso sarà pure da interpretare l'angolo di fase letto.

Il divisore di frequenza alimenta, con frequenza $f/2$, il circuito oscillatorio smorzato L_2, C_2, R_2, R_2' che ha lo scopo di alimentare le placchette (c) e (d) dell'oscillografo con tensioni di frequenza $f/2$ e sfasate tra di loro di $\pi/2$.

Se il commutatore K è chiuso sulla posizione (4) la tensione V_1 di frequenza f è la stessa che alimenta il divisore di frequenza ($V_1 \equiv V_2$); tale posizione del commutatore consente di effettuare l'azzeramento dello strumento sulla fase zero. Con tale azzeramento, girando mutuamente il tubo oscillografico intorno al suo asse rispetto alla scala, tutti i ritardi di fase dovuti all'apparecchiatura stessa vengono compensati. Spostando ora il commutatore K su (3) (ingresso del-

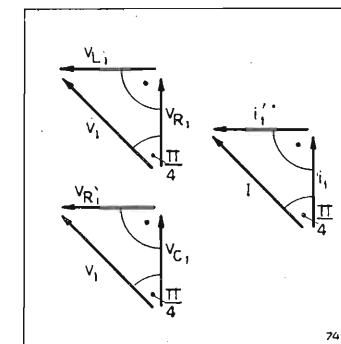



Fig. 15. — Angoli di fase dati dagli sfasatori che alimentano il tubo catodico.

la tensione V_2) si può leggere direttamente in gradi lo sfasamento del vettore alternato V_2 su quello V_1 preso come base.

I potenziametri R_1, R_1', R_2, R_2' sono variabili per poter ottenere per ciascuna coppia di placchette del tubo oscillografico separatamente (a), (b) o (c), (d) una traccia circolare (data la differente sensibilità di deflessione delle coppie di placchette stesse).

La traccia ottenuta sullo schermo fluorescente per campi rotanti equiversi è quella trattata prima analiticamente ed il punto doppio del nodo o la cuspide si spostano solo radialmente al variare dei valori A ed a

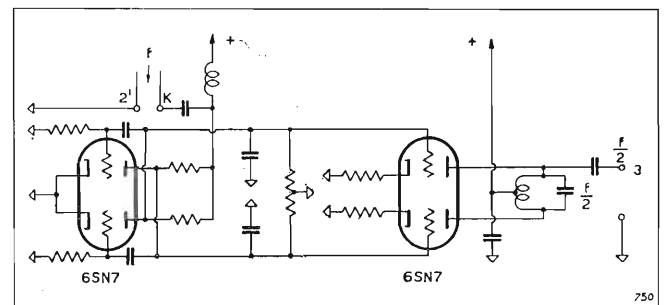



Fig. 16. — Schema di principio del moltiplicatore di frequenza per 2.

di frequenza f ed $f/2$ l'indicazione della fase perciò è costante e fissa e non risulta per nulla critica, come visto al variare mutuo delle due tensioni di alimentazione sotto analisi di fase.

5. Divisore di frequenza.

Poichè il divisore di frequenza è più difficile da realizzare che non un moltiplicatore ed essendo quest'ultimo basato sugli stessi principi, per brevità preferirò descrivere solo il divisore di frequenza.

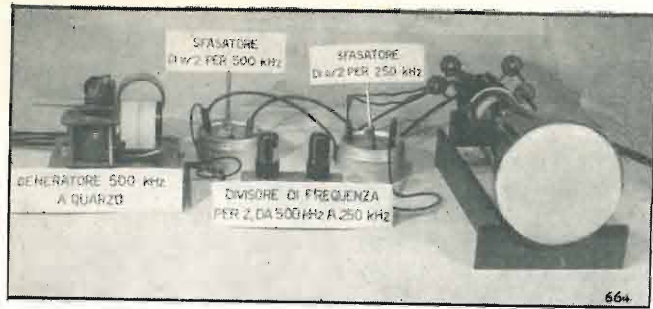



Fig. 17.
Realizzazione sperimentale da laboratorio per frequenza 500 kHz

Nel complesso il moltiplicatore di frequenza potrà essere in generale un amplificatore fortemente distorcente di cui si filtra la seconda armonia che poi viene amplificata e perciò nessuna difficoltà di realizzazione sussiste.

Il divisore di frequenza invece, da me realizzato, è costituito da due stadi di triodi doppi in controfase (fig. 16), di cui il primo stadio è un multivibratore a frequenza propria $f/2$ ed il secondo un amplificatore molto selettivo su frequenza $f/2$. La frequenza pilota di sincronismo (di tensione dipendente da V_2) viene introdotta nel circuito di alimentazione anodica comune per i due tubi del multivibratore, cioè proprio dove gli impulsi hanno frequenza doppia di quella degli impulsi di griglia. Con ciò il multivibratore oscilla sulla frequenza propria $f/2$ ma è stabilmente agganciato alla frequenza f sugli anodi.

Prove di laboratorio con una frequenza di 500 kHz diedero risultati veramente brillanti. La divisione della frequenza è stabilissima con forma di tensione alternata (a frequenza $f/2$) sufficientemente sinoidale, in modo da non poter creare alcuna incertezza nella determinazione della fase letta tra le tensioni V_1 e V_2. La fotografia di figura 17 mostra il montaggio sperimentale mentre quella di figura 18 convalida il risultato ottenuto.

6. Applicazioni

Il fasometro descritto può trovare impiego per esempio quale telemetro; a tal uopo vediamo di completare le considerazioni già espresse in precedenza.

Ad una frequenza $f = 500$ kHz corrisponde una lunghezza d'onda λ di 600 m.

Per tale frequenza, ad una rotazione completa di 2π dal punto doppio D intorno ad O corrisponde uno sfasamento $\Phi = \pi$ tra V_1 e V_2. Il punto D descrive cioè un cerchio completo intorno ad O, se il ritardo di V_2 su V_1 corrisponde ad una lunghezza di 300 m.

Se alimentiamo i serrafili segnati con 1' e 2' in figura 14 con una tensione V_2 ricavata da V_1 dopo un ritardatore di fase costituito, per esempio, dallo spazio tra un trasmettitore ed un ricevitore radio, la misura dello sfasamento Φ consente di ricavare la distanza tra le due stazioni.

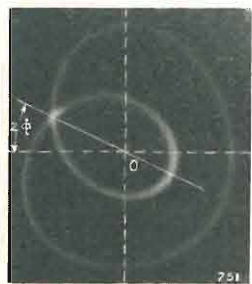



Fig. 18. — Risultato sperimentale oscillografico con frequenza di 500 kHz.

Applicando tali concetti si può costruire un'apparecchiatura telemetrica il cui funzionamento è indicato in figura 19.

L'apparecchio (1) è un ricetrasmettitore che per esempio trasmette su $\lambda = 5$ m e riceve su $\lambda = 6$ m. L'onda portante del trasmettitore è modulata dalla frequenza di 500 kHz.

L'apparecchio (2) od apparecchio stadia S è un ricetrasmettitore o convertitore di onda portante modulata, capace di ricevere su $\lambda = 5$ m e di trasmettere su $\lambda = 6$ m.

L'apparecchio (1) contiene il fasometro catodico e misura alla frequenza della modulazione (500 kHz) l'angolo di fase tra la tensione V_2 (generata nella stazione stessa (1) e la tensione ritrasmessa via radio dalla stazione stadia (2) alla stazione (1) attraverso due zone di spazio di lunghezza L.

Per una lunghezza $2L = 300$ m; $L = 150$ m, si ha una rotazione del punto doppio D intorno ad O di 360° e perciò per ogni grado di spostamento possiamo stimare una distanza di 150/360 = 0,416 m circa.

Se si impiega quale tensione alternata modulante una di frequenza di 208 kHz circa a cui corrisponde una lunghezza d'onda di 1440 m; ad una rotazione completa di 2π del punto doppio D intorno ad O corrisponde una lunghezza complessiva di 720 m, ossia una distanza tra le stazioni di L = 360 m (perciò 1 m di distanza per 1°). Pensando ora ad un impiego di frequenze decadiche scelte tra le frequenze

2,08 kHz   20,8 kHz   208 kHz

si potranno misurare sulla prima scala:

una dist. compresa tra 1° = 100 m a 360° = 36 000 m
sulla seconda scala tra 1° = 10 m a 360° = 3 600 m
sulla terza scala tra 1° = 1 m a 360° = 360 m

Da tali osservazioni emerge il fatto che lo strumento può effettuare misure di distanza anche di decine di chilometri con l'approssimazione del metro, semplicemente effettuando tre letture decadiche.

E' ovvio che i ritardi di fase interni delle apparecchiature sono compensati una volta per sempre all'atto della costruzione, ponendo le apparecchiature ad una distanza piccola e nota.

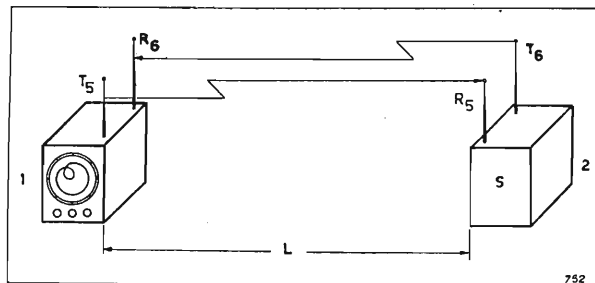



Fig. 19. — Schema di misuratore radioelettrico di distanze basato sui concetti svolti.

In casi particolari l'apparecchio stadia può essere sostituito da un semplice riflettore d'onda oppure da una riflessione naturale ed in tal caso il telemetro può essere pensato anche quale altimetro d'aviazione.

In tal caso però il trasmettitore e ricevitore della stazione (1) devono comunicare tra loro solo attraverso lo spazio e non influenzarsi per via interna.

Tale fasometro oltre all'applicazione telemetrica può essere impiegato quale strumento per la messa a punto di apparecchiature di alta frequenza, quale indicatore di misure elettriche e meccaniche trasmesse per variazione d'angolo, di fase, ecc.

LINEAMENTI DELLA TEORIA DELLE INFORMAZIONI

DOTT. ALFREDO FERRARO
della RAI

SOMMARIO - Dopo di avere definito il significato di « informazione » e gli scopi della « teoria delle informazioni » e di avere enunciate le leggi di Nyquist e di Hartley, viene definita l'« unità di informazione » (bit), come quella quantità di informazione contenuta in un messaggio tipo che informi del verificarsi (o non) di un determinato evento, fra due ugualmente possibili e probabili. Il concetto viene poi esteso a un numero maggiore di eventi e generalizzato al caso delle funzioni continue di informazione e della distribuzione non uniforme delle probabilità. Si passa poi all'analisi statistica del caso della trasmissione di messaggi inquinati da rumore, assegnando alla legge di Hartley significato quantitativo. Alla fine, si conclude citando sommariamente alcuni casi pratici, connessi con la teoria elementare esposta.

1. Introduzione.

Si chiama *informazione* la comunicazione di una notizia non nota a chi la riceve. Lo scambio di informazioni, si basa sulla utilizzazione di codici, che mettono a nostra disposizione un numero assai grande, ma pur sempre discreto, di convenzioni. Le scritture, gli alfabeti, le lingue parlate, non sono altro che opportune utilizzazioni di codici convenzionali.

Utilizzando convenientemente, ossia, distribuendo opportunamente nel tempo, una successione di informazioni elementari, ciascuna delle quali, legata a una convenzione prefissata, è possibile lo scambio di un qualsiasi messaggio complesso, la cui ricchezza di dettagli è legata al numero di informazioni elementari, convenzionalmente note sia al mittente sia al destinatario del messaggio, convenzioni che il primo può utilizzare, in quanto il secondo è in grado di interpretare nel senso voluto dalle stesse. La formulazione di un messaggio consiste così nel trasmettere una successione di dati convenzionali elementari, opportunamente distribuiti nel tempo, secondo una sequenza nota al mittente ed incognita al destinatario, in quanto è appunto l'ordine di successione dei vari elementi, che determina il contenuto informativo del messaggio trasmesso.

La tecnica delle telecomunicazioni mette a nostra disposizione un grande numero di mezzi atti alla trasmissione delle informazioni e, per ciascun mezzo, è possibile definire (dopo di avere assegnato un significato quantitativo al concetto di informazione, ossia, dopo averne definita una unità di misura), quale è la « quantità di informazione » che esso può trasmettere nella unità di tempo.

La valutazione quantitativa delle informazioni e lo studio dei mezzi di telecomunicazione, quali mezzi adatti a trasmettere informazioni, impiegando tempi determinati, dipendentemente dall'ammontare quantitativo delle informazioni contenute in ciascun messaggio, è appunto compito della « teoria delle informazioni », la quale ha carattere nettamente statistico.

Sebbene la teoria delle informazioni sia stata formulata in questi ultimi anni, già quando venne steso il codice telegrafico Morse, essa fu applicata, probabilmente per la prima volta, in base a concetti puramente intuitivi. Infatti, la lettera dell'alfabeto latino che ricorre con maggiore frequenza, è la lettera « E ». Ebbene, per questo motivo, si convenne di assegnare alla « E » il segno più breve: un solo punto. Altrettanto è stato fatto per le altre lettere, tenendo conto della frequenza media di ricorrenza di ciascuna di esse, onde abbreviare la durata di trasmissione dei vari messaggi.

Prescindendo dalle prime osservazioni e dalle prime analisi teoriche, relative al fenomeno della modulazione e alla larghezza del canale occupato da un segnale modulato, si può affermare che il primo postulato della teoria delle informazioni venne enunciato da Nyquist nel 1924, in questi termini: *la velocità di successione di segnali telegrafici è massima, quando ad essa corrisponde la massima ampiezza della banda di frequenza che può essere accettata dalla linea di trasmissione e, fra le due grandezze in oggetto, esiste proporzionalità diretta.* Questa osservazione è intuitiva. Infatti, ammettendo che si trasmetta una serie di punti, man mano che la velocità di successione dei punti aumenta, aumenta proporzionalmente la frequenza di successione degli stessi, ossia, il numero di punti trasmessi nella unità di tempo. Se in luogo di punti, vengono trasmessi simboli telegrafici a scopo informativo, è evidente che, quanto più elevata è la frequenza di successione dei simboli, tanto più elevato sarà il quantitativo di informazione trasmesso nella unità di tempo e, di conseguenza, tanto più breve sarà il tempo necessario per trasmettere una determinata notizia.

Nel 1928, Hartley generalizzò questo postulato, estendendolo a qualsiasi tipo di funzione informativa, anche telefonica. Venne così enunciata la legge di Hartley: *dato un certo sistema di telecomunicazione, il contenuto di informazione di un determinato messaggio, con lo stesso trasmesso, è direttamente proporzionale alla larghezza della banda di frequenza trasmessa e al tempo di trasmissione.* Indicando con b detto contenuto, essendo $f_{max} - f_{min}$ l'ampiezza dello spettro e T il tempo, la legge di Hartley viene espressa dalla relazione:

$$b = k\,(f_{max} - f_{min})\,T\,. \qquad [1]$$

Poiché il coefficiente di proporzionalità k non è definito, la legge di Hartley ha carattere qualitativo. Ma nessun tentativo venne fatto per assegnare al coefficiente k un valore ben definito, fino al 1942, anno in cui Wiener pubblicò la sua teoria, secondo la quale k può essere definito quantitativamente, in funzione del rapporto « segnale/rumore ». Un'altra teoria che portò però allo stesso risultato, venne elaborata da Shannon e pubblicata in una serie di articoli a partire dal 1948.

2. Unità di informazione e sua definizione.

Il contenuto di informazione di un messaggio è zero, quando il mittente comunica al destinatario una cosa già nota, e l'evidenza di questa affermazione,

rende inutile ogni chiarimento. Questo caso rappresenta un caso limite e, precisamente, il caso limite inferiore, in quanto non sono logicamente concepibili messaggi contenenti quantità negative di informazione.

Si consideri ora il caso, in cui un messaggio abbia il fine di annullare l'incertezza legata all'attesa, da parte del destinatario, di una informazione destinata a toglierlo dall'alternativa di scelta fra due eventi ugualmente possibili ed ugualmente probabili. In tale caso, l'incertezza che deve essere distrutta dal messaggio, è connessa con la indecisione fra due eventi. Per esempio, se in un sacchetto vi sono due palline, una bianca e una nera, estraendone una a caso, alla domanda: « di che colore è la pallina estratta? », vi sono due risposte, ugualmente possibili e probabili. Una di queste risposte è « bianca! », l'altra è « nera! ». Il messaggio costituito da una delle due risposte è un messaggio « tipo », cui si assegna convenzionalmente contenuto unitario di informazione.

Poiché si conviene di uguagliare all'unità la somma delle probabilità legate all'avvento di eventi generici, facenti parte di uno stesso insieme di eventi possibili, si può affermare che la probabilità relativa all'uscita dal sacchetto della pallina bianca è 0,5 e, altrettanto 0,5 è la probabilità relativa all'uscita della pallina nera.

Passando alla definizione, si può dire che *l'unità di informazione è la quantità di informazione contenuta in un messaggio capace di distruggere l'incertezza legata all'alternativa fra due eventi ugualmente possibili e caratterizzati ciascuno dalla probabilità 0,5*. Tale unità si chiama « bit » (Binary digIT).

Diamo ora un altro esempio. Si consideri un messaggio caratterizzato da un contenuto di informazione, destinato a consentire la scelta fra 64 eventi ugualmente probabili, di un evento determinato. All'evento selezionato, si può addivenire suddividendo il gruppo di 64 probabilità uguali, in due gruppi di 32 elementi ciascuna. Una informazione di un bit permette di selezionare fra i due gruppi di 32 elementi, quello contenente l'evento da scegliere. In seguito, il gruppo selezionato grazie alla prima informazione, venga suddiviso in due parti uguali, una delle quali conterrà la scelta utile, che verrà selezionata mediante una seconda informazione unitaria. Successivamente, con quattro informazioni unitarie, si selezioneranno gruppi di 8, 4, 2 e 1 elementi, pervenendo così all'elemento univocamente selezionato. Il messaggio che consente di selezionare un evento fra 64 eventi potenziali, ugualmente possibili e probabili, è caratterizzato dal contenuto di informazioni di 6 bit. Evidentemente si ha:

$$2^6 = 64 ,$$

da cui, indicando con b il numero dei bit e con N il numero degli eventi, si ha la formula generica:

$$[2] \qquad 2^b = N ,$$

ossia:

$$[3] \qquad b = \log_2 N . \qquad \text{(bit)}$$

A parole si può dire che, dati N eventi, tutti ugualmente possibili e probabili, il messaggio che porta ad individuarne uno, è caratterizzato da un contenuto di informazione, definito in bit, dal logaritmo in base 2, del numero complessivo degli eventi.

Si pensi ora che il numero N rappresenti il numero dei simboli a disposizione per trasmettere un dato messaggio (nel caso dell'alfabeto italiano, prescindendo dai segni vari e di interpunzione è $N = 21$) e si continui a supporre, per semplicità, che la probabilità di ricorrenza sia uguale per tutti i simboli. La quantità di informazione contenuta nella trasmissione di una sola lettera, per la [3], sarebbe evidentemente data da:

$$b = \log_2 21 . \qquad \text{(bit)}$$

Se il messaggio, per esempio, è costituito di n simboli, la [3] diviene, per l'intero messaggio:

$$[4] \qquad b = n \log_2 N . \qquad \text{(bit)}$$

In tale caso, la quantità di informazione contenuta in un solo elemento o simbolo, si suole indicare con e, e si ha:

$$[5] \qquad e = \log_2 N . \qquad \text{(bit/simbolo)}$$

La notazione b la useremo quindi per la specie di grandezza generica « quantità di informazione », mentre riserveremo la notazione e, con significato specifico, in riferimento a un solo simbolo o elemento.

3. Estensione al caso della funzione generica di informazione.

Nella tecnica delle telecomunicazioni, il messaggio è generalmente affidato a una funzione generica

$$[6] \qquad x = \varphi(t) ,$$

dove x può assumere uno qualunque degli infiniti valori che caratterizzano la funzione continua espressa dalla relazione [6], i cui limiti possono essere, per esempio, la densità massima e minima del mezzo in cui i suoni che formano il messaggio si propagano, la corrente microfonica massima e minima in un carico o la caduta di potenziale massima e minima ai terminali di esso, ecc.

Poiché i valori che il tempo può a sua volta assumere dall'inizio alla fine del messaggio sono infiniti, come infiniti sono i valori che la funzione può assumere, dal punto di vista teorico, il numero di elementi n, di cui si può immaginare costituito un messaggio, formato da una funzione continua, risulterebbe duplicemente infinito. Ma, a stretto rigor di logica, questo insieme duplicemente infinito diviene discreto se si pensa che, all'atto della ricezione, qualunque sia l'organo di senso cui la ricezione del messaggio viene affidata, esso è caratterizzato da un certo potere risolutivo limitato, per cui non è possibile distinguere due valori differenti, se la differenza fra gli stessi non raggiunge almeno un certo valore minimo. Ma questa considerazione fisiologica, ovviamente soggettiva, non interessa il nostro studio, in quanto noi facciamo riferimento al caso puramente teorico e oggettivo, indipendente quindi dal come il messaggio sollecita i nostri sensi.

Però anche dal punto di vista teorico, è possibile ricondurre la successione di valori che ci interessa, a un insieme discreto di elementi. Infatti, la funzione [6] può essere sviluppata in serie di Fourier, facendo riferimento a un certo intervallo di tempo T (che, in particolare, può coincidere con la durata dell'intero messaggio) limitatamente ai termini corrispondenti a frequenze comprese entro i limiti legati all'ampiezza $f_{max} - f_{min}$ dello spettro accettato dal canale cui è affidata la trasmissione del messaggio. Inoltre, esiste un teorema di approssimazione, in base al quale si può affermare che una funzione del tipo [6], il cui spettro di frequenza sia compreso fra i limiti f_{max} e f_{min}, è completamente definita dai valori corrispondenti agli istanti $t_1, t_2 \ldots\ldots, t_n$, intervallati di:

$$[7] \qquad \Delta t = \frac{1}{2\,(f_{max} - f_{min})} .$$

(Per la dimostrazione, vedi « Alta Frequenza », XX, 3-4, 1951, pag. 156).

In base a quanto abbiamo esposto, è evidente che il numero di valori non più infinito, può identificarsi

con il numero n che compare nella [4]. Dividendo ambo i membri della [7] per T, si ottiene:

$$\frac{\Delta t}{T} = \frac{1}{2\,(f_{max} - f_{min})\,T} ,$$

$$n = \frac{T}{\Delta t} = 2\,(f_{max} - f_{min})\,T .$$

Introducendo nella relazione [4], il valore ora scritto, si ha:

$$[9] \qquad b = 2\,(f_{max} - f_{min})\,T \log_2 N , \qquad \text{(bit)}$$

relazione esprimente il contenuto informativo del messaggio di durata T.

4. Definizione della capacità di trasmissione.

In riferimento a tempo unitario, si ottiene il numero di bit che il sistema di trasmissione utilizzato trasmette nell'unità di tempo. Se detto numero è il massimo compatibile con le caratteristiche del mezzo di trasmissione, esso ne rappresenta la *capacità di trasmissione* e si indica con c. Si ha, dividendo la [9] per T:

$$[10] \qquad c = 2\,(f_{max} - f_{min}) \log_2 N . \qquad \text{(bit/sec)}$$

5. Caso della distribuzione non uniforme della probabilità.

La trattazione svolta fino a ora, presuppone che le probabilità connesse con i vari elementi costituenti l'insieme N, siano tutte uguali, ed è per questo motivo che abbiamo ammesso come la quantità di informazione espressa in bit/simbolo, coincida con il numero delle scelte binarie, necessarie per addivenire alla scelta selezionata. In questo caso, indicando con p la probabilità comune, si ha, evidentemente:

$$[11] \qquad p = 1/N .$$

La relazione [5], può così scriversi:

$$e = \log_2 (1/p) ,$$

$$e = -\log_2 p . \qquad \text{(bit/simbolo)}$$

Per quanto abbiamo detto al paragrafo 2, relativamente alla definizione della unità di informazione, la e è unitaria, se è $N = 2$, per:

$$p = 0{,}5 .$$

Ora domandiamoci quale condizione deve essere verificata, sempre limitandoci al caso di due scelte solamente, affinché il quantitativo di informazione, legato al verificarsi di uno dei due eventi, sia maggiore o minore dell'unità, essendo la probabilità non uniformemente distribuita. Per rispondere alla domanda, portiamo un esempio, relativo a un caso limite. Si consideri un sacchetto, contenente due palline nere. Evidentemente, la probabilità connessa con l'estrazione di una pallina nera è 1, mentre è nulla la probabilità connessa con l'estrazione di una pallina bianca. Il messaggio che informa dell'estrazione della pallina nera, è caratterizzato dalla quantità di informazione:

$$\log_2 (1/p) = \log_2 1 .$$

Ma sappiamo che il logaritmo dell'unità, qualunque sia la base, è nullo. Nullo sarà quindi il contenuto di informazione del messaggio considerato, in quanto non può sussistere informazione, quando si comunica una cosa nota. Per probabilità comprese fra 0,5 e 1, il contenuto informativo sarà compreso fra 1 e 0 bit.

Passando ora dal caso considerato, al caso della probabilità inferiore a 0,5, è evidente che il quantitativo di informazione supererà l'unità e aumenterà al diminuire della probabilità.

Un esempio pratico, è dato dall'osservazione banale che il messaggio che informa della mancata vincita a una lotteria, contiene un quantitativo modestissimo di informazione, in quanto, l'esiguità della probabilità, legata all'elevatissimo numero di biglietti venduti, fa il possessore di uno di questi già quasi certo della mancata vincita, prima ancora che l'estrazione abbia avuto luogo, mentre, la comunicazione dell'avvenuta vincita, contiene un ammontare di informazione elevatissimo.

Per la [11], le relazioni [9] e [10] possono essere poste sotto la forma:

$$[12] \qquad b = -2\,(f_{max} - f_{min})\,T \log_2 p , \qquad \text{(bit)}$$

$$[13] \qquad c = -2\,(f_{max} - f_{min}) \log_2 p . \qquad \text{(bit/sec)}$$

Si supponga ora che, l'insieme N dei simboli disponibili, sia suddiviso in m classi, caratterizzate dal numero generico di N_i elementi ciascuna e, a ciascuna classe, competa la probabilità generica p_i. Evidentemente, si ha:

$$[14] \qquad N_1 + N_2 + \ldots\ldots\ldots + N_m = N .$$

Se un messaggio ammesso lunghissimo, è costituito da un numero n di elementi (numero teoricamente infinito e praticamente assai grande), in esso compariranno, per ciascun gruppo, $p_i n$ elementi, ossia, gli elementi saranno:

$$n = p_1 n + p_2 n + \ldots + p_m n = n \sum_1^m{}_i\, p_i ,$$

ciò che è del resto evidente, essendo:

$$\sum_1^m{}_i\, p_i = 1 .$$

Applicando la relazione [4] al nostro caso, si ha, per il gruppo generico, il seguente contenuto informativo:

$$[15] \qquad b_i = p_i\, n \log_2 N_i ,$$

ossia, tenendo conto che si può postulare che il contenuto informativo totale è dato dalla somma dei vari contenuti di informazione parziali, si ha, per tutto il messaggio:

$$[16] \qquad b = \sum_1^m{}_i\, b_i = n \sum_1^m{}_i\, p_i \log_2 N_i . \qquad \text{(bit)}$$

Ma siccome è:

$$[17] \qquad N_i = 1/p_i ,$$

la [16] diviene:

$$[18] \qquad b = n\,(-\sum_1^m{}_i\, p_i \log_2 p_i) , \qquad \text{(bit)}$$

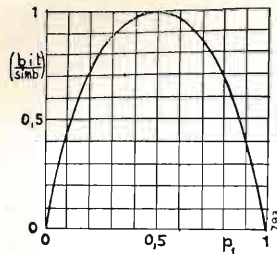
da cui, dividendo per il numero degli elementi n, si ha il numero medio di bit, per ogni simbolo:

$$[19] \qquad e = -\sum_1^m{}_i\, p_i \log_2 p_i . \qquad \text{(bit/simbolo)}$$

E' ovvio come, nel caso in cui la probabilità sia uniformemente distribuita, si abbia $m = 1$, $p_i = p = 1/N$, per cui la [18] e la [19] diventano:

$$[20] \qquad b = -n \log_2 p = n \log_2 N , \qquad \text{(bit)}$$

$$[21] \qquad e = -\log_2 p = \log_2 N , \qquad \text{(bit/simbolo)}$$

ossia, ci troviamo nel caso particolare definito dalle relazioni [4] e [5]. E' possibile dimostrare che il valore massimo di e, a parità di N, è quello corrispondente al caso di cui alla relazione [21]. Infatti, si consideri la relazione [19], riferita al caso semplice,

Curva che rappresenta la [22], esprime cioè il numero dei « bit/simbolo » in funzione di p_1.

in cui le probabilità differenti, siano due solamente, ossia, si supponga che si abbia:

$$p = p_1 + p_2 = 1 \; ; \quad \text{sarà} \quad p_2 = 1 - p_1 \, .$$

Avremo perciò:

$$e = -(p_1 \log_2 p_1 + p_2 \log_2 p_2) \, ,$$

$$[22] \quad e = - p_1 \log_2 p_1 \quad (1 - p_1) \log_2 (1 - p_1) \, .$$

Si rappresenti in un sistema cartesiano ad assi coordinati ortogonali, la curva rappresentativa della funzione:

$$e = F(p_1) \; ;$$

analizzando detta curva, l'asserto è evidente.

Si osservi che quanto abbiamo ora affermato, non è in contraddizione con il nostro precedente asserto, relativo alla corrispondenza fra la massima quantità di informazione e la minima probabilità di ricorrenza. Qui infatti, il contenuto informativo non si riferisce all'avverarsi di un determinato evento o al non avverarsi dello stesso, ma è legato alla ricorrenza di un numero elevato di eventi, raggruppati secondo le loro differenti probabilità di avvento e p_1 compare come fattore.

E' interessante informare il lettore che la e rappresenta nella teoria delle informazioni, ciò che l'entropia rappresenta nella teoria cinetica dei gas. È questa una corrispondenza logica, in quanto, sia in un caso, sia nell'altro, viene introdotta una grandezza che esprime quantitativamente l'indecisione legata a un determinato stato. E il termine « entropia » può essere usato anche per indicare la nostra grandezza e.

6. Caso della trasmissione di messaggi inquinati da rumori.

Un messaggio, nello svolgersi degli eventi che ne determinano la propagazione dall'organo trasduttore, che lo accetta dal mittente, all'organo trasduttore che lo consegna al destinatario, attraversa un certo numero di elementi, ciascuno dei quali costituisce un anello della catena cui è affidato il collegamento. E ciascun elemento della catena è caratterizzato da un contributo perturbatore, manifestantesi sotto forma di un segnale parassita, che può essere determinato da cause diverse e che si sovrappone al segnale utile, con tendenza quindi a diminuirne il contenuto di informazione.

Siano le due funzioni: $a_u = F(t)$, $a_r = G(t)$, la prima relativa al segnale utile, la seconda relativa al rumore, e ne siano A_u e A_r le relative ampiezze.

Evidentemente, i valori che il segnale utile può assumere, sono compresi fra i valori limiti $-A_u$ e $+A_u$, mentre i valori che il segnale parassita può assumere, sono limitati da $-A_r$ e $+A_r$. Dalla coesistenza delle due funzioni, funzione segnale utile e funzione rumore, deriva il segnale risultante che può assumere valori compresi fra il massimo positivo $A_u + A_r$, relativo agli istanti in cui entrambe le funzioni sono contemporaneamente massime e positive, e il massimo negativo $-(A_u + A_r)$, relativo agli istanti in cui le due funzioni sono contemporaneamente massime e negative. E' quindi evidente che, affinché il rumore non determini, neppure in corrispondenza dei suoi massimi, effetto di mascheramento nei confronti di due differenti valori del segnale utile, questi ultimi dovranno essere caratterizzati da una differenza mutua, superiore a $2A_r$. Infatti, siano due valori a_{u1} e a_{u2} del segnale utile, e siano a_{r1} e a_{r2}, i due corrispondenti valori della funzione rumore. Se, per esempio è:

$$[23] \qquad a_{u1} > a_{u2} \, ,$$

la relazione:

$$[24] \qquad (a_{u1} + a_{r1}) > (a_{u2} + a_{r2}) \, ,$$

può non essere valida, pure essendo valida la [23], quando sia:

$$[25] \qquad (a_{r2} - a_{r1}) \geqslant (a_{u1} - a_{u2}) \, .$$

E' evidente come la condizione più favorevole al verificarsi della [25], sia data dall'essere valide le relazioni:

$$a_{r1} = -A_r$$

e

$$a_{r2} = +A_r \, ,$$

in base alle quali, la [25] diviene:

$$[26] \qquad 2A_r \geqslant a_{u1} - a_{u2} \, ,$$

per cui, essendo la [26] la condizione di massimo disturbo, la condizione di distinguibilità fra due differenti valori del segnale utile esige, per la loro mutua differenza, il valore minimo compatibile con la relazione:

$$[27] \qquad a_{u1} - a_{u2} > 2A_r \, .$$

I livelli distinguibili, sono quindi dati dall'insieme discreto dei valori compresi, come abbiamo visto, fra i limiti $A_u + A_r$ e $-A_u - A_r$ e intervallati di almeno $2A_r$, per cui il loro numero sarà:

$$N = \frac{2\,(A_u + A_r)}{2A_r} = \frac{A_u}{A_r} + 1 \, .$$

Ritornando ora alla relazione [9], possiamo scrivere:

$$[28] \qquad b = 2\,(f_{max} - f_{min})\, T \log_2 (A_u/A_r + 1) \, . \qquad \text{(bit)}$$

Abbiamo così la generalizzazione della ormai storica legge di Hartley. E' evidente come, in detta relazione, compaia il coefficiente:

$$[29] \qquad k = 2 \log_2 (A_u/A_r + 1) \, ,$$

che compariva non definito nella classica formula di Hartley [1], che era così quantitativamente indeterminata, pur possedendo un ben definito significato fisico.

Se si fa riferimento a tempo unitario, la [28] diviene:

$$[30] \qquad c = 2\,(f_{max} - f_{min}) \log_2 (A_u/A_r + 1) \, , \qquad \text{(bit/sec)}$$

relazione assai importante, in quanto ci dà la capacità di un sistema di telecomunicazione che, nel tempo unitario, consente di trasmettere:

$$n = 2\,(f_{max} - f_{min})$$

valori indipendenti, che possono essere scelti nell'insieme:

$$N = A_u/A_r + 1 \, .$$

Nel caso particolare in cui sia, come generalmente avviene in pratica:

$$A_u/A_r \gg 1 \, ,$$

la [30] diviene:

$$c = 2\,(f_{max} - f_{min}) \log_2 (A_u/A_r) \, . \qquad \text{(bit/sec)}$$

In base a quanto abbiamo esposto, è evidente come sia possibile pensare a due canali della stessa capacità, sebbene caratterizzati da spettri di frequenza differenti in estensione, purché la differenza sia compensata da adeguati valori delle ampiezze A_u e A_r, tali da compensare la prima differenza mediante un effetto complementare, così da moltiplicare o dividere il logaritmo che appare nella formula, per lo stesso numero che divide o moltiplica la larghezza di banda. Tenendo conto che moltiplicare per un numero il logaritmo di un numero, equivale a elevare quest'ultimo alla corrispondente potenza e che l'ampiezza A_u è proporzionale alla radice quadrata della potenza di trasmissione, ne discende subito che, per aumentare la capacità di un canale, ammessi realizzati tutti gli espedienti possibili, atti a combattere il rumore, è di gran lunga più conveniente ricorrere ad un allargamento della banda trasmessa che non a un aumento della potenza.

Se il rapporto A_u/A_r rimane costante, in un diagramma cartesiano ad assi ortogonali, il grafico rappresentativo della variazione di capacità in funzione della larghezza di banda, sarà evidentemente una retta, e l'angolo da questo formato con il senso positivo dello asse delle ascisse, sarà tanto minore, quanto più basso è il rapporto « segnale/rumore ».

Di conseguenza, l'aumento di capacità in corrispondenza di un dato aumento della larghezza di banda è tanto più energico, quanto più alto è il rapporto A_u/A_r. Se, invece, si considera costante l'ampiezza dello spettro di frequenza e si considera il diagramma rappresentativo della variazione di c al variare del rapporto « segnale/rumore », è evidente che la curva rappresentativa sarà una curva logaritmica che, analizzata, ci dice come l'aumento di c, all'aumentare di A_u/A_r, sia energico in corrispondenza di piccoli valori di detto rapporto, mentre divenga assai più modesto, a parità di variazione di A_u/A_r, quando questa grandezza è caratterizzata da valori elevati.

Queste osservazioni, richiamate in corrispondenza di casi pratici, consentono di scegliere, nella tecnica delle telecomunicazioni, quei sistemi che più si adattano a disimpegnare, nel migliore dei modi, un determinato servizio e al più vantaggioso sfruttamento di un determinato sistema.

Dalla teoria delle informazioni è evidente come la definizione che caratterizza un determinato messaggio, ossia la finezza del dettaglio o, anche, la nitidezza dei particolari del messaggio che perviene al destinatario, sia strettamente legata alle possibilità di disporre di un numero più o meno elevato di elementi N, fra cui sceglierne n, per costituire con essi un certo messaggio. Ma N è una grandezza che, a sua volta, è legata al rapporto « segnale/rumore », che non consente di superare un certo limite. Da questa osservazione è evidente l'importanza della teoria delle informazioni, particolarmente tenendo conto dello sviluppo che oggi vanno assumendo le trasmissioni ad alta definizione specialmente nel caso della televisione.

Quando occorra aumentare la capacità di un determinato sistema di telecomunicazione, bisogna ricorrere ad artifici opportuni, comportanti un aumento della ampiezza dello spettro di frequenza trasmesso. Occorre tuttavia osservare che, accanto alle considerazioni teoriche e tecniche, che consentono di raggiungere un giusto compromesso fra i vari parametri antitetici caratterizzanti un sistema di trasmissione e i risultati con lo stesso conseguiti, è necessario tenere pure conto dei limiti che la fisica fisiologica pone alle possibilità percettive dei nostri sensi che, come è noto, sono limitate dalle barriere legate al potere risolutivo dell'organo di senso utilizzato dal destinatario del messaggio, per la percezione dello stesso. A nulla vale infatti, utilizzare sistemi di trasmissione che consentano il netto differenziamento fra due elementi di trasmissione, quando poi l'organo di senso cui la ricezione è affidata, non riesca a discriminarli.

E' assai interessante introdurre il concetto di *coefficiente di miglioramento di un determinato sistema di modulazione.*

Sia A_u/A_r, il rapporto « segnale/rumore », caratterizzante un messaggio trasmesso con un sistema di telecomunicazione sfruttante un segnale a R. F. modulato, che viene rivelato all'atto della ricezione. Se il sistema di modulazione utilizzato, non sfrutta principi basati su presupposti atti a migliorare il valore del rapporto « segnale/rumore », poiché il sistema demodulatore è un anello della catena, caratterizzato, come gli altri, da un suo contributo non nullo all'ammontare complessivo di rumore che il messaggio raccoglie, nel succedersi delle vicende che si svolgono fra l'atto di consegna del messaggio all'apposito organo sensibile del trasmettitore, e l'atto di ricezione, da parte del destinatario, del messaggio stesso, il rapporto « segnale/rumore », a monte del demodulatore, sarà generalmente maggiore che non a valle del demodulatore stesso. Ma, utilizzando determinati sistemi di modulazione, si può ottenere un certo vantaggio, per cui, il rapporto A'_u/A'_r, calcolato a monte del demodulatore, sarà minore del rapporto A_u/A_r, calcolato a valle dello stesso. Il rapporto fra il secondo e il primo dei due rapporti considerati, vale $A_u A'_r / A'_u A_r$ ed esprime il *coefficiente di miglioramento* del sistema di modulazione utilizzato. La possibilità di valutazione quantitativa del vantaggio conseguito con un determinato sistema consente, nei diversi casi, di effettuare un utile confronto fra i vari sistemi di modulazione.

7. Conclusioni.

La conclusione più evidente cui si perviene, anche dopo una semplice lettura dei fondamenti della teoria delle informazioni, è come il contenuto informativo di un messaggio non vari in seguito a variazioni complementari di tempo e di larghezza di banda trasmessa, ossia, in seguito a variazioni tali che il loro prodotto rimanga costante, invariabili naturalmente restando tutti gli altri parametri caratterizzanti direttamente o indirettamente i fenomeni legati alla trasmissione del messaggio.

Inoltre, a parità di tempo di trasmissione, è chiaro che, per evitare che il contenuto di informazione sia modesto, è necessario contrapporre a un basso valore del rapporto « segnale/rumore », un ampio valore dell'ampiezza della banda trasmessa o, anche, a una ampiezza modesta dello spettro di frequenza trasmesso, un elevato valore del rapporto « segnale/rumore ».

Di conseguenza, sarà talvolta possibile compensare una eventuale ristrettezza di banda necessaria e quindi voluta, combattendo tutte le cause di rumore, e aumentando la potenza di trasmissione.

La modulazione di frequenza di segnali caratterizzati da frequenza assai elevata (onde metriche), in ossequio agli asserti della teoria delle informazioni, consente di aumentare considerevolmente il contenuto quantitativo di informazione, a scapito della ristrettezza di banda, ciò che determina un aumento del dettaglio, ossia, della qualità. Lo stesso dicasi della televisione. In questo campo, la necessità di conseguire una sufficiente finezza del dettaglio e di ottenere, non solo l'apparente persistenza dell'immagine, ma anche di combattere lo sfarfallamento, impone l'utilizzazione di spettri di frequenza assai ampi, in quanto si è

schiavi del tempo che non può essere aumentato oltre i limiti imposti dalle caratteristiche fisiologiche dell'occhio. Nella tecnica delle registrazioni, poi, risultano ancora più evidenti le conclusioni cui si perviene in base alla teoria esposta, in quanto i nessi fra frequenza registrata e riprodotta e velocità del supporto, evidentemente legata al tempo, sono più che mai palesi. A tutti è infatti noto che, raddoppiando la velocità del supporto, ossia, dimezzando il tempo necessario alla riproduzione di un dato messaggio, raddoppiano tutte le frequenze registrate. E anche la considerazione dei rumori e dei parassiti vari, nel campo delle registrazioni, costituisce un capitolo particolarmente importante, che assume un aspetto più suggestivo, alla luce delle conclusioni cui porta la teoria delle informazioni.

(168)

BIBLIOGRAFIA

1 - CARSON J. R.: *Notes on the theory of modulation.* « Proc. I.R.E. », X, 1922, p. 57.

2 - NYQUIST H.: *Certain factors affecting telegraph speed.* « Bell S.T.J. », III, 1924, p. 324.

3 - HARTLEY R. V. L.: *Transmission of information.* « Bell S.T.J. », VII, 1928, p. 535.

4 - GABOR D.: *Theory of communication.* « J.I.E.E. », XCIII, 1946, p. 439.

5 - SHANNON C. E.: *A mathematical theory of communication.* « Bell S.T.J.», XXVII, 1948, p. 10.

6 - SHANNON C. E.: *Communication in the presence of noise.* « Proc. IR.E. », XXXVII, 1949, p. 10.

7 - SHANNON C. E.: *Recent developments in communication theory.* « Electronics », XXIII, 1950, p. 80.

8 - FANO R. M.: *The Transmission of information.* « M.I.T. Research Laboratory of Electronics Technical Reports », 1949, n. 65.

9 - FELDMAN C. B. - BENNET W. R.: *Band width and transmission performance.* « Bell S.T.J. », XXVIII, 1949, p. 490.

10 - TULLER W. G.: *Theoretical limitations on the rate of transmission of information.* « Proc. I.R.E. », XXXVII, 1949, p. 468.

11 - WIENER N.: *Cibernetica.* Ediz. Italiana, Bompiani.

12 - LEE Y. W. - WIESNER J. B.: *Correlation function and communication applications.* « Electronics », XXIII, 1950 p. 86.

13 - FINZI A.: *Introduzione alla teoria delle informazioni.* « Poste e Telecomunicazioni », aprile 1951, p. 214.

14 - MALATESTA S.: *Fondamenti della teoria delle informazioni.* « Alta Frequenza », 3-4, XX, p. 128.

15 - PERONI G. B.: *Sulla teoria delle informazioni.* « Poste e Telecomunicazioni », giugno 1951, p. 310.

ALCUNI ASPETTI DELLA RIPRODUZIONE DEL DETTAGLIO IN TV

DOTT. ING. GIAN FRANCO RAFFO
della RAI

SOMMARIO - Si esaminano gli effetti delle dimensioni finite del pennello analizzatore nei tubi di ripresa e di riproduzione, giustificando la nozione di « quadripolo equivalente al pennello ». Ridotte le apparecchiature interposte fra tubo di ripresa e tubo di riproduzione ad un solo quadripolo intermedio, si esamina la risposta di un sistema TV a vari tipi di segnali impulsivi. Si conclude limitando la validità dell'asserzione che è possibile riprodurre in TV due elementi per lunghezza d'onda di taglio. Si propongono alcuni provvedimenti atti a migliorare la curva di risposta complessiva.

1. Premessa.

La riproduzione televisiva in bianco e nero di una immagine statica si compie, com'è noto, con un certo numero di approssimazioni, le cui principali conseguenze sull'immagine riprodotta sono:

a) imperfezioni geometriche dovute a differenza nelle leggi del moto dei pennelli analizzatori in trasmissione ed in ricezione;

b) effetto di sfarfallamento (flicker) dovuto al sistema di riproduzione per punti successivi;

c) alterazione di toni cromatici, tradotti in gradazione di grigio, conseguente a distorsione non lineare lungo la catena di trasmissione;

d) limitato dettaglio, cioè imperfetta riproduzione dei contorni e degli elementi minuti.

Ci occuperemo qui di quest'ultima limitazione, in relazione alla banda di frequenza occupata dal segnale televisivo.

Il sistema ottico che focalizza l'immagine sull'elemento fotosensibile della « camera » di ripresa e anche lo stesso mezzo che si interpone fra la scena e il sistema ottico causano già una prima limitazione del potere risolutivo di un sistema TV; ma tale limite è così lontano da quello imposto dagli elementi radioelettronici del sistema, che è lecito trascurarlo.

Dalla teoria generale dell'informazione infatti è noto che la precisione con cui un segnale può localizzare nel tempo un certo evento è proporzionale alla larghezza di banda coperta dal segnale; ora, tutti gli organi costituenti un impianto TV, destinati a « riprendere » l'immagine, cioè a trasformarla in segnale elettrico, a trasmettere questo segnale, a riceverlo, a ricostruire da esso l'immagine, hanno, in misura maggiore o minore, limitazioni nella banda di frequenza che essi possono trasferire senza distorsione. Ne consegue una limitazione del potere risolutivo, condizionata alla larghezza di banda.

Ci proponiamo qui di riassumere i risultati raggiunti nello studio analitico degli effetti di questa limitazione, allo scopo di chiarire il concetto di « risoluzione » di un sistema TV e di trarre conclusioni di interesse immediato circa il dimensionamento e l'impiego delle apparecchiature TV.

Data la struttura degli « standards » attuali, la definizione nel senso delle righe è di natura diversa da quella nel senso ad esse ortogonale. Ci occuperemo qui soltanto del primo caso, distinguendo nella catena TV tre sezioni, di cui è opportuno studiare separatamente il comportamento:

a) tubo di ripresa;

b) organi intermedi;

c) tubo di riproduzione.

2. Distorsione d'apertura.

Se si ammette che l'immagine formata sull'elemento fotosensibile del tubo di ripresa abbia un dettaglio ideale, la prima limitazione che si incontra nel processo di riproduzione è quella inerente alla traduzione in segnale elettrico delle variazioni di luminosità costituenti il segnale ottico.

Secondo la tecnica attuale, in tutti i dispositivi di ripresa esiste un pennello di elettroni destinato ad analizzare per righe successive l'immagine da trasmettere, tradotta o meno in variazioni di potenziale elettrico. L'azione dei sistemi focalizzanti elettrostatici ed elettromagnetici nel dispositivo di ripresa tende a ridurre la sezione del pennello nel punto in cui questo incontra la superficie da analizzare; ma tale sezione, chiamata « macchia » (spot), mantiene pur sempre dimensioni finite, come finito era il diametro dei fori del disco di Nipkow, nei primi sistemi di analisi.

Ciò è causa di una perdita di dettaglio, detta « distorsione di apertura » tanto maggiore quanto maggiore è l'area della macchia.

Allo scopo di considerare quantitativamente questa perdita, è opportuno assimilarne l'effetto a quello provocato da un quadripolo passivo dotato di particolari caratteristiche, su un segnale elettrico idealmente corrispondente al segnale ottico. Per determinare la curva livello-frequenza di questo quadripolo, esaminiamo la distribuzione nella macchia della potenza unitaria trasmissibile dal pennello alla superficie analizzata: tale distribuzione corrisponde a quella degli elettroni nella macchia; questa segue la curva di Gauss lungo una qualsiasi direzione normale all'asse del pennello e passante per esso, nell'ipotesi di sistema stigmatico.

La trasformata di Fourier della curva rappresentante la potenza specifica effettiva lungo la direzione di scansione rappresenta la curva livello-frequenza del quadripolo che riproduce gli effetti della macchia.

Consideriamo infatti la funzione impulsiva (fig. 1*a*), cioè una funzione a valore nullo per tutti i valori del tempo da $-\infty$ a $+\infty$, esclusa l'origine, in cui assume valore unitario.

Analizzando una variazione di luminosità rappresentabile idealmente con una funzione impulsiva, mediante una macchia di dimensioni finite, si ricava un segnale il cui andamento, in funzione del tempo, ripete quello della distribuzione di elettroni nella macchia lungo la direzione del moto (fig. 1*c*).

E' noto poi che, avendo la funzione impulsiva uno spettro continuo ed uniforme da $-\infty$ a $+\infty$ (fig. 1*b*), la trasformata di Fourier della risposta di una rete alla funzione impulsiva costituisce anche la curva ampiezza-frequenza della rete stessa.

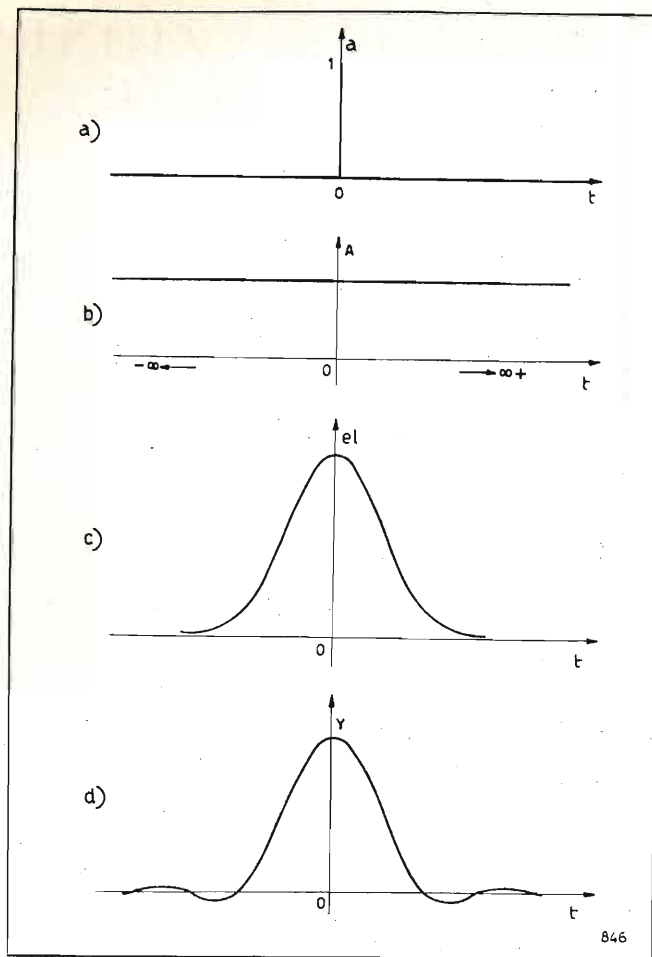



Fig. 1. — *a*) Funzione impulsiva; *b*) Trasformata di Fourier (spettro di frequenza) della funzione impulsiva; *c*) Distribuzione degli elettroni nella macchia lungo la direzione di scansione; *d*) Trasformata di Fourier della distribuzione di elettroni nella macchia, e anche risposta dell'analisi della funzione impulsiva con la macchia di figura 1*c*.

E' chiaro quindi che la rete capace di riprodurre la funzione impulsiva con l'andamento della distribuzione degli elettroni nella macchia, deve avere come curva livello-frequenza la trasformata di Fourier della distribuzione anzidetta (fig. 1*d*).

Queste considerazioni, del tutto originali a quanto ci consta, permettono di giustificare in modo sintetico il procedimento di sostituzione della macchia con la sua rete equivalente.

3. Limitazione di banda negli organi intermedi - Distorsione complessiva.

Per semplificare l'analisi consideriamo tutti gli organi interposti fra tubo di ripresa e tubo di riproduzione come un unico quadripolo amplificatore. Ammettiamo per ora che tale quadripolo abbia caratteristiche ideali (fig. 2), sia cioè capace di amplificare ugualmente tutte le frequenze, conservandone la fase, da zero ad una frequenza di taglio f_t, e di sopprimere le frequenze superiori.

E' inteso che per gli organi operanti in radiofrequenza modulata si considera la curva totale di banda.

La distorsione complessiva subita dall'immagine nel processo di trasmissione TV sarà determinata dalla curva globale di trasduzione, che si ottiene punto per punto dal prodotto delle ordinate delle due curve relative alle macchie (spots) in trasmissione ed in ricezione nonché della curva del quadripolo intermedio.

In prima approssimazione si può trascurare l'influenza della dimensione della macchia del cinescopio, data la dimensione dello schermo ricevente. Sempre a scopo di semplificazione si può ammettere che la macchia analizzatrice, moventesi a velocità v, abbia, lungo la direzione di scansione, distribuzione di potenza specifica effettiva rettangolare, di larghezza S.

Andamenti più complessi complicano assai i calcoli, ma il risultato non si differenzia sostanzialmente da forma a forma.

L'analisi delle distorsioni introdotte da una tale macchia e da un amplificatore ideale definito come sopra, è stata condotta da J. Schunack: essa mostra l'importanza del parametro adimensionale:

$$\varepsilon = f_t\, S / v\,.$$

Noti S e v, cioè stabilite le caratteristiche funzionali del tubo da ripresa, si dimostra che, al crescere di f_t si hanno notevoli miglioramenti nella riproduzione fino al valore $\varepsilon = 1/2$; continuando a crescere f_t la riproduzione migliora meno sostanzialmente fino a $\varepsilon = 1$, indi cessa di migliorare apprezzabilmente per ulteriori aumenti di f_t.

Fisicamente, il valore $\varepsilon = 1/2$ esprime la condizione per cui la limitazione di banda operata dal quadripolo intermedio cade in una zona in cui è ancora poco sensibile l'attenuazione del quadripolo equivalente alla macchia; il valore $\varepsilon = 1$ caratterizza invece la situazione di coincidenze delle frequenze di taglio dei due quadripoli.

Per il tubo Image Orthicon si ha:

$$S = 6{,}5\ 10^{-5}\,\text{m}\,, \qquad v = 650\,\text{m/s}\,.$$

La condizione ideale $\varepsilon = 1$ richiede quindi una banda complessiva del quadripolo intermedio di 10 MHz. Il canale televisivo ha però una larghezza di 7 MHz: anche sopprimendo parzialmente una banda non si possono trasmettere, via radio, frequenze superiori a 5,5 MHz, il che consente di realizzare all'incirca la condizione $\varepsilon = 1/2$.

Riassumiamo allora i risultati degli studi sulla trasmissione di alcuni tipi particolari di segnali video, nei due casi $\varepsilon = 1$ ed $\varepsilon = 1/2$.

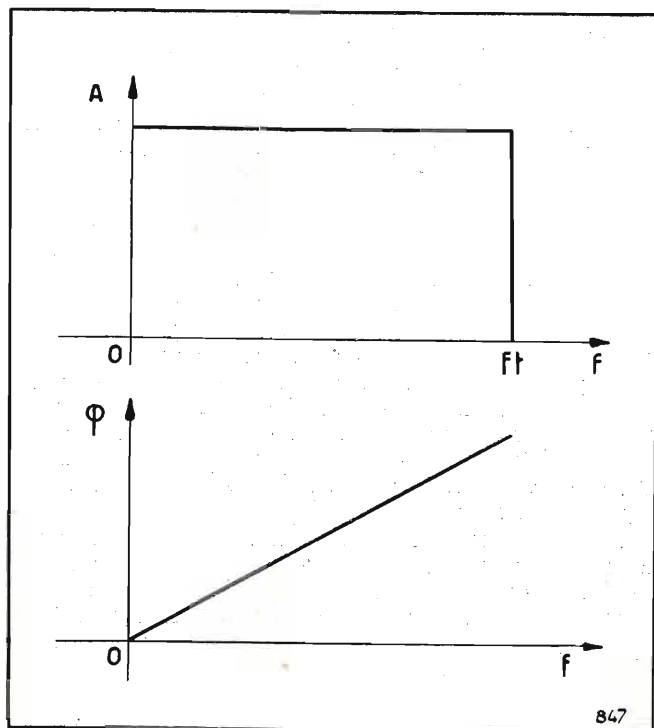



Fig. 2. — Curve di ampiezza e fase del quadripolo intermedio ideale.

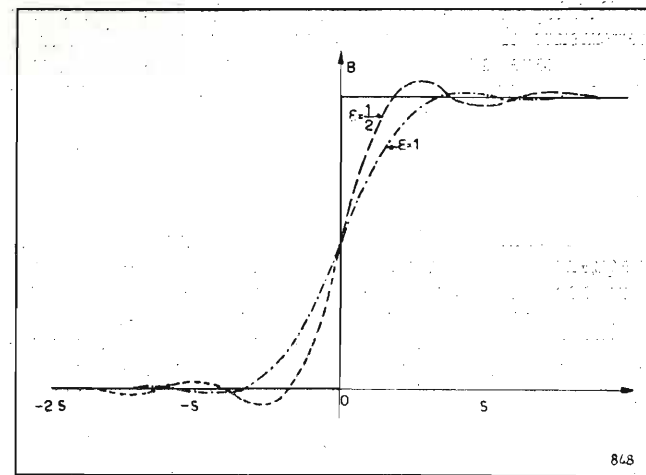



Fig. 3. — Andamento della luminosità in funzione delle ascisse sul tubo di riproduzione, corrispondente ad una distribuzione ideale a funzione unitaria sul tubo da ripresa. Il sistema considerato comprende analisi mediante macchia a distribuzione rettangolare, quadripolo intermedio ideale e sintesi mediante macchia infinitesima.

In figura 3 è riprodotto l'andamento della luminosità sul tubo di riproduzione quando la luminosità dell'immagine originale ha una distribuzione a gradino, rappresentabile ad esempio da una funzione unitaria.

La figura 4 mostra le modifiche subite da una distribuzione di luminosità a impulso rettangolare singolo, di larghezza uguale alla dimensione S della macchia, o *impulso elementare*; mentre in figura 5 si vedono le distorsioni subite da una successione periodica di impulsi elementari.

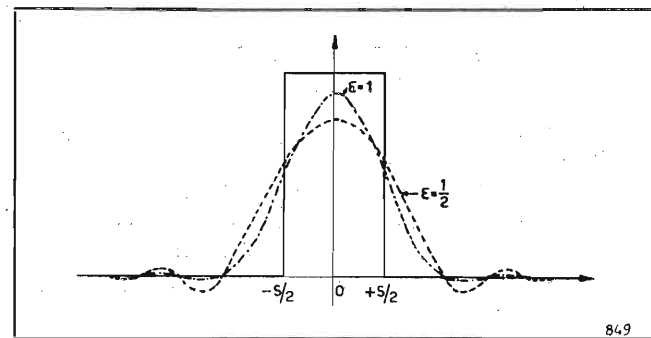



Fig. 4. — Andamento della luminosità in funzione delle ascisse sul tubo di riproduzione, corrispondente a una distribuzione ideale a impulso rettangolare della larghezza S della macchia sul tubo da ripresa. Condizioni del sistema come in figura 3.

Dall'esame della figura 5 si deduce che, dati S e v, la banda che fornisce $\varepsilon = 1/2$ è sufficiente a riprodurre, ridotta alla sinusoide della frequenza fondamentale, una successione di impulsi elementari.

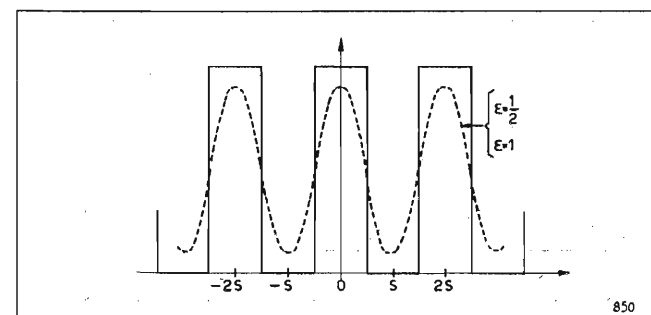



Fig. 5. — Andamento della luminosità in funzione delle ascisse sul tubo di riproduzione corrispondente a una distribuzione ideale a successione infinita di impulsi rettangolari della larghezza S della macchia. Condizioni del sistema come in figura 3.

Malgrado l'assenza di contrasti, l'occhio percepisce ancora bene i massimi di luminosità.

In realtà in generale bisogna tener conto dell'andamento della curva di fase del quadripolo intermedio, curva che, ove non si prendano particolari provvedimenti, avrà un andamento simile a quello di figura 6. Di conseguenza la sinusoide riprodotta non si mantiene in fase con gli impulsi originali. In conclusione la banda $\varepsilon = 1/2$ consente di vedere distinti due elementi neri (o bianchi) separati da un elemento bianco (o nero), tutti dalla larghezza S della macchia, ma la posizione dei punti riprodotti risulta spostata rispetto a quella dell'originale.

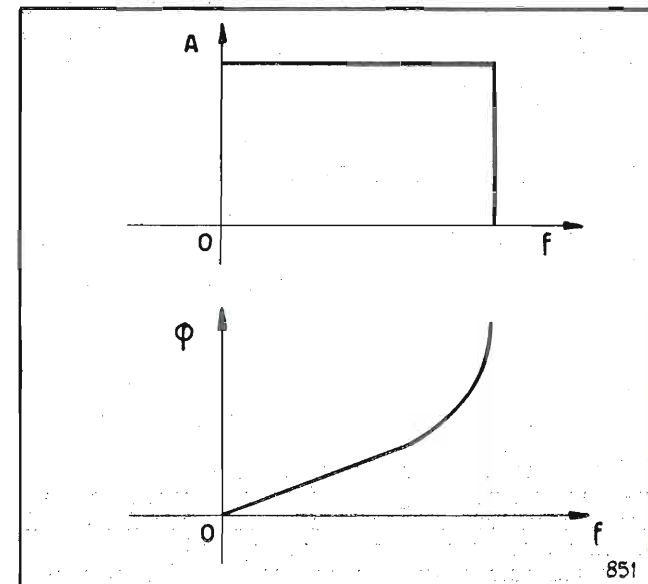



Fig. 6. — Curve di ampiezza e fase del quadripolo intermedio reale.

La presenza di questo sfasamento dipendente dall'andamento della curva di frequenza, introduce sul dettaglio dell'immagine riprodotta effetti legati alla configurazione ed alla struttura dell'immagine stessa nel senso normale delle righe. Esperienze condotte dai Bell Telephone Laboratories hanno dimostrato che nel caso di elementi che si succedono ordinatamente riga per riga, come per i « cunei » impiegati nei disegni di controllo (impropriamente denominati « monoscopi »), per analizzare in modo sintetico la risoluzione orizzontale, l'effetto dello sfasamento non è molto deleterio: sarebbe lecito quindi graduare tali cunei in MHz di banda passante nella duplice ipotesi di veder distinti elementi larghi quanto il semiperiodo della frequenza di taglio, e di avere una curva di frequenza a taglio ripido come in figura 2.

Si deve però tener sempre ben presente che ciò è consentito solo dalla particolare struttura dell'informazione televisiva, diversamente si contraddirebbe la teoria dell'informazione, la quale ci assicura che non è possibile, senza far uso di sistemi di codificazione, trasmettere più di una unità di informazione *indipendente* nel periodo della frequenza di taglio. Le informazioni trasmesse su un canale TV nelle condizioni anzidette non sono quindi indipendenti fra loro.

Ciò è dimostrato esaminando la figura 4: da essa si vede che, per $\varepsilon = 1/2$, un impulso isolato della larghezza S della macchia è riprodotto con contrasto minore che non gli impulsi elementari costituenti la serie periodica di figura 5. Anche la riproduzione di un treno repentino di impulsi elementari (qui non raffigurato), presenta anomalie di contrasto che si seguono periodicamente nel tempo.

Solo facendo $\varepsilon = 1$, cioè raddoppiando la banda, tutti questi difetti scompaiono, e la riproduzione di un elemento diventa indipendente dalla sua posizione rispetto agli altri.

L'esame della figura 3 ci mostra invece come la riproduzione di un passaggio repentino dal bianco al nero, o viceversa, per $\varepsilon = 1/2$ presenti gravi difetti, consistenti soprattutto in una notevole oscillazione parassita (overshoot) che precede e segue la variazione di brillanza. La distorsione di fase, anche qui trascurata, non sposta questa volta i termini del problema: i suoi effetti consistono infatti nell'eliminare l'overshoot precedente il gradino, e nell'introdurre una deformazione di tutta la forma d'onda.

Sotto questo punto di vista converrebbe quindi senz'altro che la curva complessiva di trasduzione presentasse l'andamento corrispondente ad $\varepsilon = 1$, cioè di lenta, dolce discesa verso le alte frequenze. Infatti anche le ricerche teoriche sulla risposta delle reti ai transitori mostrano che l'andamento più opportuno della curva livello-frequenza è quello del coseno quadrato. Ciò può ottenersi agendo separatamente o simultaneamente su ognuna delle tre curve livello-frequenza a cui abbiamo ridotto l'apparecchiatura TV.

Si potrà pertanto aumentare la larghezza effettiva della macchia sul tubo da ripresa, oppure lasciar cadere dolcemente la curva di un qualsiasi elemento costituente il quadripolo intermedio, o ancora si potrà aumentare convenientemente la dimensione della macchia del cinescopio, che finora abbiamo supposto infinitesima.

Naturalmente, non è più possibile vedere distinti due elementi per lunghezza d'onda di taglio: si deve accettare un compromesso fra eliminazione delle oscillazioni parassite e dettaglio conseguibile.

In generale, il tubo di ripresa è focalizzato per la minima dimensione di macchia e tutte le apparecchiature in uso presso gli impianti di ripresa e trasmissione hanno una curva di banda mantenuta a livello fino in prossimità dei 5,5 MHz prescritti dallo standard europeo come frequenza di taglio.

E' quindi opportuno, oltreché economicamente conveniente, rinunciare a mantenere a livello la curva di risposta complessiva nei ricevitori. Questo giustifica la constatazione sperimentale che i sistemi di compensazione mista (serie-parallelo) sugli stadi video sono da evitarsi come apportatori di « overshoot ».

In un televisore intercarrier costruito con una curva a taglio ripido, l'overshoot non è avvertito perché l'operatore tende a spostare la sintonia in modo da attenuare convenientemente la parte alta della banda complessiva.

In un televisore di tipo non intercarrier, se la curva complessiva è a taglio ripido, l'overshoot è pressoché inevitabile: solo l'orientazione dell'antenna, e la sua posizione rispetto ad oggetti metallici vicini possono ancora attenuare le frequenze più alte, attraverso una riduzione della banda d'antenna.

Più logico e semplice è il provvedimento di sfocare lievemente il cinescopio, come consiglia D. G. Fink: può bastare spesso l'opportuna manovra di questo comando, per eliminare un disturbo tipo « overshoot » ribelle ad ogni altro provvedimento.

4. Conclusioni.

Dall'esame condotto risulta che, nei casi (poco frequenti) in cui si trasmette il segnale video su cavo, conviene sfruttare tutta la definizione che può fornire il tubo da ripresa, allargando la banda fino al valore $\varepsilon = 1$. In effetti le telecamere attuali equipaggiate con Image Orthicon hanno amplificatori progettati per bande di $8 \div 10$ MHz, onde non precludere questa possibilità di impiego.

Quando si debba trasmettere il segnale video via radio, lo standard europeo prescrive una larghezza di banda non superiore a 5,5 MHz: la definizione apparente non subirebbe sostanziali riduzioni, e si potrebbero ancora trasmettere distinti due elementi neri (o bianchi) separati da un elemento bianco (o nero) tutti della larghezza di mezza lunghezza d'onda di taglio, qualora la curva totale del quadripolo intermedio fosse a taglio ripido ideale. Per eliminare le oscillazioni parassite che accompagnano ogni variazione repentina di luminosità, è però necessario assegnare a tale curva un andamento a lenta discesa, sagomando opportunamente la curva degli amplificatori dei ricevitori, o anche aumentando la dimensione della macchia del cinescopio riproduttore: si dovrà quindi ammettere una riduzione del dettaglio.

E' per me gradito dovere ringraziare i dirigenti del laboratorio della RAI, che mi sono stati larghi di consigli e assistenza nel periodo preparatorio del presente lavoro.

(173)

B I B L I O G R A F I A

Libri

1 - Cherry C.: *Pulses and Transients in Communication Circuits.* « Chapman & Hall », 1949.

2 - Fink D. G.: *Television Engineering.* « Mc Graw Hill », 1952.

3 - Cuccia C. L.: *Harmonics, Sidebands and Transients in Communication Engineering.* « Mc Graw Hill », 1952.

4 - Jackson W.: *Communication Theory.* « Butterworths Scientific Publ. », 1953.

Riviste

1 - Mertz P.: *Television. The scanning Process.* « Proc. IRE », XXIX, ott. 1941, p. 529.

2 - Schunack J.: *Der Einfluss der Übertragenen Frequenz Bandes auf die Güte des Fernsehbildes.* « Arch. der Elek. Übert. ». n. 3, 1949, pagine 301-304, 323-327 - n. 4, 1950, pagine 75-81, 113-120.

3 - Bell D. A.: *Television Definition.* « Wireless Engineer », lug. 1952, p. 196 - apr. 1953, p. 97.

RIVELATORI DI RADIAZIONE A SCINTILLAMENTO

Per. Ind. EUGENIO CAPRA
D. G. F. M. - Departamento Investigaciones y Desarrollos - Labe - Buenos Aires

1. Introduzione.

Quando uno schermo di materiale fluorescente, per esempio solfuro di zinco, è bombardato con elettroni dotati di elevata velocità, emessi da una sostanza radioattiva, è possibile osservare, mediante una lente, l'effetto di scintillamento originato dall'urto degli elettroni con lo schermo; affinché l'occhio possa captare più agevolmente lo scintillamento occorre che la sorgente radioattiva sia situata sufficientemente lontana in modo che gli elettroni che colpiscono lo schermo siano in numero limitato. Il fenomeno venne scoperto da Lord Rutherford il quale lo sfruttò nei suoi esperimenti; successivamente Crookes, nei suoi studi sulle radiazioni Alfa, si servì dello spinteriscopio (bibl. 1) mediante il quale era possibile osservare, attraverso un microscopio, le scintillazioni provocate su uno schermo fluorescente colpito dalle radiazioni del radio.

Il rivelatore a scintillamento venne poi praticamente messo da parte con l'avvento di mezzi rivelatori molto più pratici quali: contatori di Geiger-Müller, camere di ionizzazione, contatori proporzionali, ecc. In questi ultimi anni il continuo sviluppo degli studi nucleari ha portato con sé la necessità dell'utilizzazione di nuovi mezzi di ricerca e, conseguentemente, il vecchio rivelatore a scintillamento è stato ripreso in considerazione; questo si deve anche allo sviluppo della tecnica elettronica in genere ed in modo particolare ai perfezionamenti apportati ai cristalli fluorescenti ed ai rivelatori fotoelettrici. In effetti, del vecchio rivelatore, è rimasto unicamente lo schermo fluorescente, mentre all'occhio si è sostituito un sistema di osservazione ben più rapido e sicuro qual è un tubo fotomoltiplicatore, seguito da un adeguato sistema di amplificazione e di conteggio.

Attualmente il rivelatore è in via di ulteriore perfezionamento; ciò è attestato dalla numerosa letteratura tecnica che si è occupata e tuttora periodicamente si occupa del problema. L'anno scorso, negli Stati Uniti, sono state tenute serie di conferenze [1] nel corso delle quali vennero largamente trattati i problemi inerenti al rivelatore.

2. Generalità.

La figura 1 rappresenta schematicamente le parti componenti un normale rivelatore a scintillamento. Se una particella radioattiva di alta energia colpisce il cristallo fluorescente, in questo si produce una « scintilla » la cui luce eccita il catodo fotosensibile del tubo fotomoltiplicatore con conseguente emissione di foto-

Fig. 1. — Composizione schematica di un rivelatore a scintillamento.

elettroni; questi fotoelettroni vengono successivamente moltiplicati con sistemi a emissione secondaria; si ottiene così all'uscita del fototubo un impulso elettrico che, previa opportuna amplificazione, azionerà un contatore elettronico. Il rivelatore è poi completato da un alimentatore che fornisce l'alta tensione necessaria al funzionamento dei vari elettrodi del fotomoltiplicatore.

Il rivelatore a scintillazione può fornire, unitamente alla intensità del campo radioattivo (dipendente dalla frequenza di ripetizione degli impulsi originati dalle scintillazioni), dati sull'energia della particella radioattiva che ha provocato lo scintillamento; in effetti l'ampiezza dell'impulso sarà in parte funzione dell'energia della radiazione che l'ha provocato; in tal modo si potrà stabilire, mediante un circuito discriminatore, uno spettro delle radiazioni rivelate.

Il tubo fotomoltiplicatore introduce una deformazione dell'impulso iniziale provocato dalla radiazione; le cause fondamentali di detta deformazione, che si verificano in qualsiasi sistema utilizzante moltiplicazione elettronica, sono tre:

1) effetto del tempo di traslazione degli elettroni;

2) natura statistica della fotomoltiplicazione per emissione secondaria;

3) impulsi spuri.

1) Il tempo di traslazione degli elettroni, dal fotocatodo all'elettrodo collettore, provoca una alterazione dell'istante esatto in cui si verifica un evento radioattivo, limitando inoltre il tempo di risoluzione del mezzo, specialmente nel caso d'impiego in lavori in cui si utilizzano due rivelatori collegati in coincidenza.

2) La natura prettamente statistica della moltiplicazione per emissione secondaria, fa sì che una serie di scintillazioni rappresentanti esattamente il medesimo numero di fotoni non produrrà, all'uscita del fototubo, una serie di impulsi di altezza rigorosamente uguale.

3) Qualsiasi fototubo, anche se fatto funzionare nella completa oscurità, produce impulsi spuri distribuiti nel tempo secondo la legge del caso; sovente e

[1] Symphosium on Scintillation Counters, Washington D. C., 29-30 gennaio 1952. Realizzato con la collaborazione dell'IRE, AIEE, Atomic Energy Commission e National Bureau of Standard. Le conferenze erano divise in 4 sezioni: Fotomoltiplicatori, Fosfori, Circuiti d'impiego, Contatori in coincidenza. Per un riassunto dettagliato degli argomenti trattati vedere: *Nucleonics*, marzo 1952, pag. 32.

nelle peggiori condizioni, questi impulsi risultano difficilmente discernibili da quelli utili prodotti per scintillamento. Come conseguenza si avrà una limitazione della minima energia rivelabile.

Le tre cause suddette introducono limitazioni al sistema rivelatore e quindi devono ben essere tenute in conto sia nella fase di progetto dell'apparecchiatura sia durante la utilizzazione pratica di questa.

3. Materiali fluorescenti.

3-1) Materiali fluorescenti solidi.

Nella scelta del tipo e delle dimensioni più appropriate del materiale fluorescente per lo schermo, bisogna tener ben presenti le future applicazioni del rivelatore.

In linea generale si preferisce usare materiali che posseggono un elevato rendimento intrinseco di conversione della energia della radiazione in quanti di luce; inoltre, se si vuole usare il rivelatore come contatore di particelle nella forma individuale, il cristallo deve presentare il requisito essenziale di un tempo di estinzione molto rapido del fenomeno luminoso.

Se si vuole impiegare il rivelatore in studi sulle radiazioni Alfa, a causa della poca penetrazione che è caratteristica di queste [2], sarà necessario usare per l'assorbimento dell'energia, un materiale fluorescente di limitato spessore; contrariamente, nel caso delle radiazioni più penetranti, tipo Beta e Gamma, il fosforo dovrà avere uno spessore maggiore e quindi un potere di assorbimento più grande ottenendosi così un buon rendimento di conteggio. In questo ultimo caso, dell'impiego di cristalli di notevole spessore, affinché la luce prodotta dalla scintillazione possa giungere al fotocatodo del tubo con la minima perdita di energia possibile, occorre che il materiale fluorescente possegga una adeguata trasparenza per la luce emessa.

I materiali fluorescenti aventi caratteristiche adatte appartengono ai due rami dei materiali inorganici ed organici (bibl. 2). Al ramo inorganico appartengono: solfuro di zinco attivato con argento ZnS (Ag), ioduro di sodio NaI (Tl), ioduro di potassio KI (Tl), questi ultimi attivati con tallio. Al ramo organico appartengono grandi varietà di cristalli fluorescenti con ottime caratteristiche, i principali sono: stilbene, naftalene, antracene.

Il materiale usato per primo fu il ZnS; esso, tranne rari casi, è stato poi messo in disparte col sopraggiungere dei cristalli organici; in effetti questo materiale presenta un buon rendimento intrinseco (50% con raggi X) ma possiede un « tempo di risoluzione » o di « decrescenza » molto lungo rispetto a quello dei materiali organici che è minore del micro-secondo. Dati informativi sui vari materiali sono contenuti nella tabella I.

E' molto difficile effettuare un rigoroso confronto tra le caratteristiche specifiche dei singoli cristalli (bibl. 3); perciò sovente per i medesimi tipi di cristalli, si incontrano dati differenti e dipendenti dal sistema con cui sono stati ricavati.

[2] La seguente tabella fornisce i poteri di penetrazione delle particelle Alfa e Beta nell'aria e nell'alluminio a 15 °C ed alla pressione atmosferica normale. Per l'alluminio lo spessore di penetrazione è indicato, come di consueto, dalla massa di una lastra avente 1 cm² di area.

Energia (M e V)	ALFA		BETA	
	Aria (cm)	Alluminio (mg/cm²)	Aria (cm)	Alluminio (mg/cm²)
0,5	0,32	0,5	150	111
1	0,55	0,8	370	383
2	1,07	1,6	830	926
3	1,7	2,1	1250	1470

Tabella I

Materiale fluorescente	Massima emissione spettrale Å	Tempo di decrescenza μS	Punto di fusione °C	Principali applicazioni
Solfuro di zinco attivato con argento ZnS(Ag)	4500	3 —	—	Radiaz. α
Ioduro di potassio attivato con tallio KI(Tl)	3600	1,5	723	αβγ
Ioduro di sodio attivato con tallio NaI(Tl)	4100	0,25	651	γ
Tungstato di calcio - $CaWO_4$ (Scheelite)	4300	0,85	1575	γ
Antracene	4400	0,02	215	βγ
Naftalene	3850	0,06	80	βγ
Stilbene	4000	—	—	—

Idealmente, per poter classificare un cristallo, si dovrebbero conoscere le seguenti caratteristiche:

1) rendimento intrinseco del processo d'illuminazione, cioè, rapporto fra l'energia ottenuta in forma luminosa e quella assorbita dalla radiazione incidente;

2) potere di assorbimento del cristallo per determinate radiazioni;

3) rendimento nel trasferimento, attraverso la massa del cristallo, della luce fluorescente diretta sul fotocatodo del tubo fotomoltiplicatore;

4) distribuzione spettrale delle luce emessa;

5) punto di fusione.

Sfortunatamente, la determinazione di alcune delle suddette caratteristiche, è molto incerta, cosicché in linea generale ci si limita a classificare il cristallo misurando semplicemente il numero di impulsi ottenuti con una determinata sorgente radioattiva.

I punti 4 e 5 meritano particolare attenzione, infatti il primo permette la scelta del tipo di fotocatodo la cui risposta si adatti il più possibile allo spettro del cristallo (figura 2). Il punto 5 interessa nel caso della preparazione di cristalli aventi forme particolari.

Molti cristalli organici, compresi antracene, stilbene, naftalene, ecc., si ottengono artificialmente. Il primo è di difficile coltivazione e raramente è possibile ottenere cristalli aventi dimensioni superiori ad alcuni centimetri; lo stilbene è di facile preparazione;

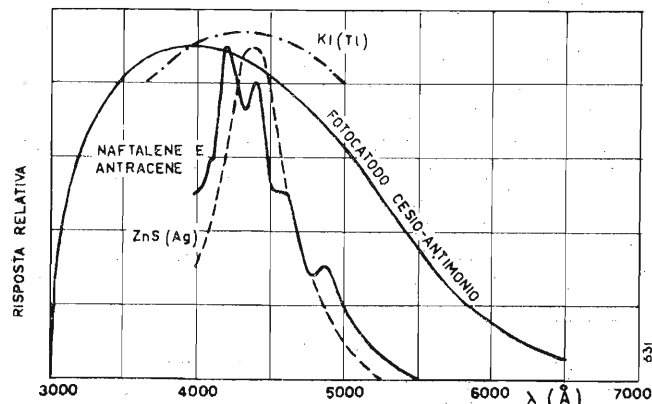



Fig. 2. — Confronto della risposta spettrale di un fotocatodo di cesio-antimonio con quella di alcune sostanze fosforescenti.

si possono coltivare cristalli le cui dimensioni raggiungono 12 × 25 × 100 mm; possono essere coltivati in forma rapida ottimi cristalli di grandi dimensioni di dibenzene, terpene e naftalene.

Gli alluminuri alcalini sono facilmente preparabili nella forma di cristalli sempre che si abbia la precauzione di aggiungere, prima del trattamento nel forno, circa l'1 % di ioduro di tallio (bibl. 9).

Il ioduro di litio (usato come rivelatore di neutroni) ed il ioduro di sodio sono molto igroscopici, cosicchè devono venir impiegati con le relative cautele; la tecnica che si segue nella preparazione del ioduro di sodio varia a seconda delle dimensioni e applicazioni del cristallo, generalmente questo deve essere preparato in ambiente di aria secca e, in attesa dell'impiego, questo dovrà essere protetto in un bagno di olio minerale o in un recipiente ermetico di plexiglass. Tre cristalli di ioduro di sodio, delle dimensioni di mm 75 × 100 × 6, furono rinchiusi come rivelatori in una camera a nebbia usata in esperienze su radiazioni cosmiche, durante sei mesi, ottenendosi esiti favorevoli (bibl. 10). Nel caso che, per effetto di agenti esterni, la superficie del cristallo di ioduro di sodio si scolorisca si può ovviare all'inconveniente immergendo il cristallo, per un tempo non prolungato, in un bagno di acetone.

Il ioduro di potassio presenta il vantaggio, rispetto ai precedenti, di essere meno igroscopico, ma la sua risposta relativa è solo ¼ di quella del ioduro di sodio; inoltre, la radioattività naturale del potassio 40 costituisce un apprezzabile svantaggio nel caso che il cristallo venga usato come rivelatore di radiazioni cosmiche.

Il tungstato di calcio o scheelite ($Ca\ WO_4$) ed il tungstato di cadmio ($Cd\ WO_4$) si ottengono sotto forma di piccoli cristalli; mentre il solfuro di zinco attivato con argento ZnS (Ag) si ottiene unicamente sotto forma di polvere.

3-2) Materiali fluorescenti liquidi.

Come già visto precedentemente i cristalli fluorescenti presentano limitazioni delle dimensioni e quindi a volte è impossibile usare il rivelatore in determinate investigazioni; per esempio, nel caso della rivelazione di radiazioni cosmiche e ricerche sui mesoni, per poter ottenere un buon rendimento di conteggio, occorre disporre di superfici fluorescenti di intercettazione di grandi dimensioni ossia di decine di cm². Questo si può ottenere utilizzando come materiale fluorescente un liquido mediante il quale l'unica limitazione nelle dimensioni si deve al fatto che sorgono difficoltà per raccogliere una buona parte dell'energia luminosa emessa dalla scintillazione.

Generalmente si impiegano soluzioni sature di materiali organici disciolti in solventi tipo xilolo o toluolo; una delle soluzioni efficienti è quella costituita da terpene disciolto in toluolo (bibl. 4); dati caratteristici di varie soluzioni sono contenuti nella tabella II.

Tabella II

Soluzione	Concentrazione (g/litro)	Raccolta relativa di luce	Spettro (Å)
Terpene in toluolo . .	8	100	3400 ÷ 3700
» » para-xilolo	8	100	» »
» » meta-xilolo	8	100	» »
» » orto-xilolo	8	100	» »
» » benzolo . .	8	83	» »
Pyrene in xilolo . . .	10	28	3700 ÷ 4000
Fluorantene in xilolo .	5	30	Azzurro

Nella preparazione delle soluzioni bisogna porre particolare attenzione nella purificazione dei solventi impiegati; per esempio Kallmann (bibl. 5) ha notato che alcune impurità diminuiscono il fenomeno luminoso in forma apprezzabile anche nel caso che queste impurità equivalgano ad una concentrazione di alcune parti su un milione; questo fenomeno si fa particolarmente sentire nel caso dell'impiego di grandi recipienti di liquido fluorescente, perché in essi resta limitato il potere di trasmissione dei quanti luminosi (bibl. 6).

Si sono effettuati confronti tra vari solventi (forniti dalla casa Matheson Co. Inc., East Rhuterford, N. J. U.S.A.) ed i dati relativi sono contenuti nella tabella III. Le misure furono effettuate con uno spettrofotometro Beeckman modello DU e si usò come liquido campione l'acqua distillata nella quantità di 5 cm³; i suddetti risultati hanno una precisione di ± 0,5 % con riferimento all'acqua.

Tabella III

Solvente	λ (Å)	Fattore di trasmissione %	
		Non purificato	Purificato
Toluolo . . .	3600	85.9	97.1
	3800	90.9	98.4
	Media	88.4	97.7
Meta-xilolo .	3600	69.6	97.6
	3800	82.9	101.3
	Media	76.25	99.4
Orto-xilolo . .	3600	77.7	98
	3800	89.5	101.2
	Media	83.6	99.6
Para-xilolo . .	3600	56.1	94.1
	3800	72.7	100
	Media	64.4	97

Per la preparazione di soluzioni con il terpene commerciale è conveniente effettuarne la purificazione con il seguente processo (bibl. 6):

1) riscaldare il terpene in alcool in presenza di carbone di legna fino a raggiungere l'ebollizione;

2) eliminare il carbone per mezzo di un filtro;

3) far precipitare il terpene nell'alcool.

Il suddetto procedimento dovrebbe essere ripetuto varie volte anche se in certi casi sono sufficienti due purificazioni.

La forma dei recipienti dipenderà dalle applicazioni del rivelatore; nella fase di progetto si dovrà tenere particolarmente in conto la corretta disposizione dei tubi fotomoltiplicatori, in modo che questi raccolgano quanto più possibile dell'energia luminosa provocata nella soluzione.

Recipienti tipici, usati nell'Università di Princeton (U.S.A.), sono quelli della figura 3 (bibl. 7-4); la costruzione di questi è completamente metallica e si fa uso di due distinti tipi di fototubi. Il tipo *a*) ha un volume sensibile di cm 2,5 × 30 × 30 e fu particolarmente studiato per la rivelazione del passaggio di radiazioni ionizzanti attraverso la soluzione, ottenendosi in questo caso una efficienza generale del 70 %.

Il tipo *b*) fu studiato per l'impiego con tubi fotomoltiplicatori aventi il fotocatodo sulla testata (RCA 5819); questo recipiente ha un volume sensibile di cm

Fig. 3. — Esempi tipici di serbatoi per soluzioni fluorescenti.

75 × 7,5 × 30. Un altro tipo di recipiente è stato descritto da Ney (bibl. 8).

3-3) Costante di decrescenza della curva di fosforescenza.

La conoscenza della curva di decrescenza della luminosità del fosforo a partire dall'istante in cui cessa l'eccitazione e della relativa costante di tempo, costituisce, come si vedrà più avanti, un prezioso dato per stabilire le costanti di funzionamento più appropriate dei circuiti che seguono il fotomoltiplicatore. La determinazione esatta di questa costante presenta notevoli difficoltà per il fatto che, nel campo della fluorescenza dei materiali, esistono vari fenomeni ancora non ben definiti.

La determinazione di questa curva dev'essere effettuata basandosi su rilievi fotografici degli impulsi forniti dal fototubo per differenti tipi di radiazioni. Marshall ed altri (bibl. 3) hanno proposto un sistema sperimentale mediante il quale si possono ottenere risultati di buona approssimazione. Secondo questo sistema è conveniente effettuare una registrazione fotografica dell'oscillogramma degli impulsi e, sulla base di questa registrazione, tracciare una curva che rappresenti la integrazione grafica di tutti i singoli impulsi dei fotoelettroni (figura 4); successivamente utilizzando questa curva si otterranno i dati necessari per tracciare la curva corrispondente alla diminuzione di luminosità del fosforo (figura 5) da cui si può dedurre la costante di tempo.

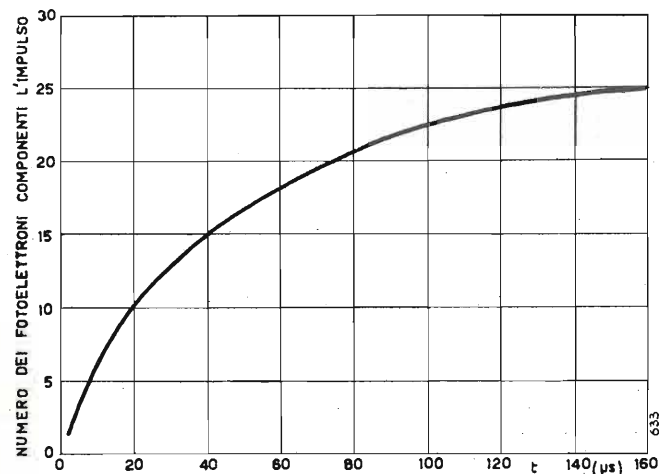



Fig. 4. — Esempio di curva di integrazione grafica di una serie di impulsi rilevati all'oscillografo e corrispondenti ad una radiazione β.

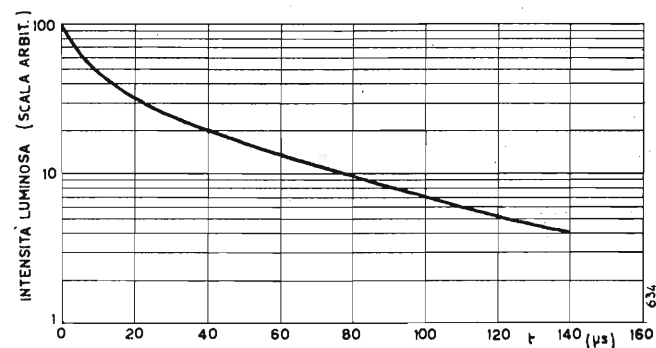



Fig. 5. — Curva di decrescenza della luminosità del fosforo ZnS ottenuta dalla figura 4.

Misure tendenti a rilevare il valore di questa costante furono pure effettuate da altri; per esempio Hofstadter (bibl. 2) determinò per il cristallo NaI (Tl) una costante di 0,25 μs; secondo Fitz e Marshall (bibl. 11) il cristallo di Ca WO_4 ha una curva di decrescenza a risposta esponenziale con costante di tempo 6 μs, mentre il Ba SO_4 ed il Pb SO_4 avrebbero una costante di 0,6 μs. Secondo Wouters (bibl. 12) il cristallo di antracene avrebbe una costante prossima a 0,05 μs, mentre una determinazione più accurata effettuata da Collins (bibl. 13) dà un valore di $1{,}3 \pm 0{,}2 \times 10^{-8}$ sec; sempre secondo Collins, la costante di tempo del naftalene sarebbe di $5{,}7 \pm 0{,}5 \times 10^{-8}$ sec, e quella del fenantrene sarebbe di $0{,}9 \pm 0{,}2 \times 10^{-8}$ secondi.

4. Tubi fotomoltiplicatori.

4-1) Generalità.

Un moltiplicatore elettronico è un tubo a vuoto nel quale un segnale costituito da un flusso di elettroni viene amplificato sfruttando il fenomeno dell'emissione secondaria. Nel caso specifico di un moltiplicatore fotoelettronico gli elettroni, emessi dal fotocatodo quando viene illuminato, urtano un elettrodo secondario (dinodo) la cui superficie, ricoperta con materiale ad alta emissione secondaria, emette altri elettroni; il numero di questi dipenderà dalla natura del materiale usato nel ricoprire il dinodo e dalla energia cinetica posseduta dagli elettroni primari. Gli elettroni secondari si dirigeranno su un secondo dinodo causando l'emissione di altri elettroni secondari e, così di seguito, fino a quando un elettrodo collettore raccoglierà il flusso elettronico totale degli elettroni secondari emessi dall'ultimo dinodo, ottenendosi così la corrente che sarà utilizzata nel circuito d'uscita del fotomoltiplicatore. Con tale sistema si possono ottenere guadagni molto elevati; per esempio in un fotomoltiplicatore con nove dinodi supponendo che il guadagno di ciascun dinodo sia regolato a cinque si avrà un guadagno totale dell'ordine di $2 \cdot 10^6$.

Il mezzo usato per dirigere il flusso elettronico sui diversi dinodi può essere di vario tipo. Oggidì si usano peraltro solo due tipi di tubi fotomoltiplicatori:

1) quelli non focalizzati;

2) quelli focalizzati elettrostaticamente.

Un esempio tipico di tubo non focalizzato è quello denominato di Weiss (bibl. 14). Questo è costituito (figura 6) da una serie di schermi formati da una rete metallica a maglia molto fine i cui fili sono previamente trattati con un materiale ad alta emissione secondaria; questi elettrodi, costituenti i dinodi moltiplicatori, sono alimentati da un divisore di tensione. Il fotocatodo trasparente è situato ad una estremità mentre dalla parte opposta si trova l'elettrodo collettore; quest'ultimo è formato da una maglia metallica con fori più grandi in modo da poter essere attraversata dal flusso elettronico; al di là di questo elettrodo è situata una placchettina pure ricoperta con materiale a forte emissione secondaria; si ottiene in tal modo una ulteriore moltiplicazione sfruttando il vantaggio del maggior rendimento di emissione secondario dato da un elettrodo con superficie d'emissione maggiore. Per evitare la dispersione di elettroni, tra i diversi dinodi si usano separatori in vetro la cui carica negativa è sufficiente a contrastare qualsiasi deviazione degli elettroni.

Fig. 6. — Fotomoltiplicatore non focalizzato di Weiss.

Sempre a questa categoria appartiene un altro tipo di moltiplicatore avente una struttura dei dinodi, denominata « tendina veneziana » (figura 7); in questo tipo di tubo, di produzione inglese, si interpongono, tra i singoli dinodi, opportuni schermi.

I fotomoltiplicatori descritti hanno il vantaggio di essere poco sensibili ai campi magnetici ed elettrici esterni; presentano però il grave svantaggio di manifestare grandi variazioni di ampiezza degli impulsi d'uscita, dovute alle variazioni di guadagno ottenute con la fotomoltiplicazione non focalizzata.

Nei fotomoltiplicatori focalizzati, in seguito alla particolare conformazione dei dinodi ed alla conseguente struttura del campo elettrico, il flusso elettronico, che esce dalla superficie attiva di un dinodo, va a colpire la superficie del dinodo successivo, seguendo orbite ben definite.

Un esempio tipico di tale struttura è illustrato dalla figura 8 che mostra la sezione del tubo RCA 931 A. Questa struttura ha reso possibile una considerevole riduzione delle dimensioni: infatti un tubo di questo tipo può essere contenuto in un bulbo normalizzato pur avendo nove dinodi moltiplicatori.

Quando il fotocatodo F è illuminato emette fotoelettroni che, seguendo il percorso tracciato in figura, bombardano successivamente i dinodi 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9. Il flusso elettronico, moltiplicatosi lungo il percorso, perviene all'anodo collettore 10; la griglia G funziona da elettrodo focalizzatore; il fotocatodo è separato dagli ultimi elettrodi da un foglio di mica; l'elettrodo collettore 10 ha forma di griglia in modo da facilitare il passaggio del flusso elettronico tra i dinodi 8 e 9; quest'ultimo ha una conformazione tale da fungere da schermo all'anodo collettore. Con una simile disposizione degli ultimi elettrodi si ottengono i seguenti vantaggi:

1) si evita l'influenza delle variazioni del potenziale dell'anodo, sul percorso degli elettroni nella zona dei dinodi;

2) la ridotta distanza fra l'ultimo dinodo e l'anodo consente di far lavorare questa sezione in condizioni di saturazione; in tal modo la corrente erogata in uscita risulta indipendente dalla tensione istantanea dell'elettrodo collettore.

Fig. 7. — Disposizioni degli elettrodi in un tubo cosiddetto a « tendina veneziana ».

4-2) Tubi fotomoltiplicatori commerciali.

Nella tabella IV sono riportati i dati caratteristici di vari tipi di fotomoltiplicatori. Considereremo singolarmente i più importanti.

RCA 931 A - E' un fotomoltiplicatore focalizzato la cui struttura interna è già stata descritta (fig. 8) avente le dimensioni di un tubo normale serie GT (figura 9 *a*).

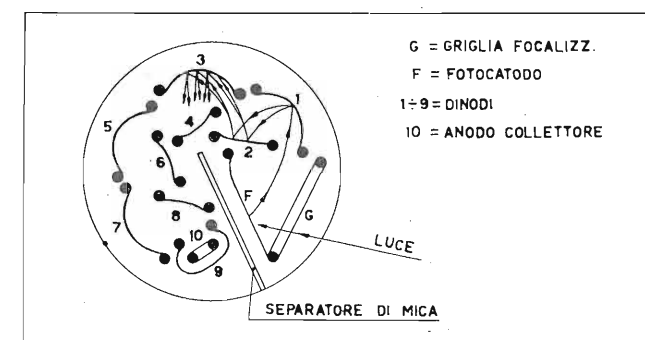



Fig. 8. — Esempio di struttura di fotomoltiplicatore focalizzato.

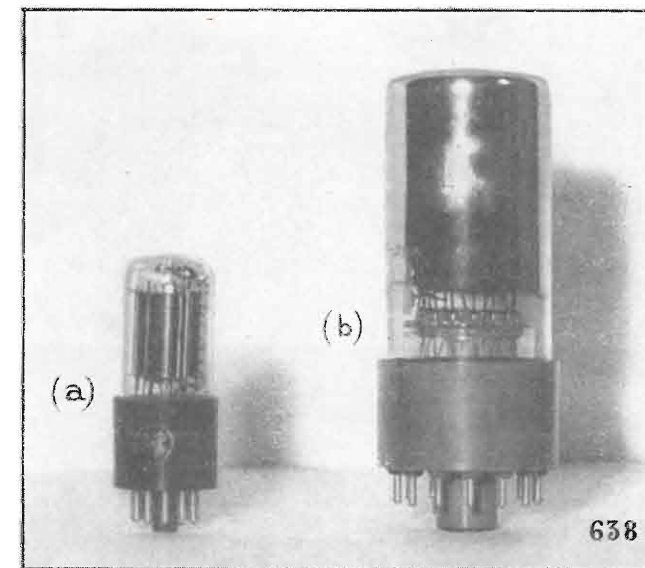



Fig. 9. — *a*) Fotomoltiplicatore RCA 931 A; *b*) Fotomoltiplicatore RCA 5819.

Il fotocatodo è costituito da una placchetta metallica di mm 4,75 × 24 la cui superficie è resa fotosensibile mediante ricopertura di cesio-antimonio (S 4) [3]. La sensibilità del fotocatodo non è uniforme su tutti i punti della superficie; misure effettuate al riguardo e su un determinato numero di tubi, hanno permesso

[3] Le superfici fotosensibili sono classificate con un codice della RMA in base alle loro risposte spettrali. Dati al riguardo saranno riportati più oltre.

TABELLA IV

Marca e Tipo	Fotocatodo: Tipo	Fotocatodo: Superficie cm²	Fotocatodo: Tipo superficie d'emissione	Fotocatodo: Massima risposta Å	Fotocatodo: Sensibilità μA/lumen	Guadagno: Numero di stadi	Guadagno: Guadagno medio	Tens. di funzion. Volt: Totale	Tens. di funzion. Volt: Parziale tra i dinodi	Tens. di funzion. Volt: d. d. p. massima collettore ultimo dinodo	Corrente μA: Collettore (massimo)	Corrente μA: di rumore	Capacità Inter electr. pF: Uscita	Capacità Inter electr. pF: Collettore con la struttura dinodica	Dimensioni esterne mm: Lunghezza massima	Dimensioni esterne mm: Diametro massimo
RCA 931 A	Interno	1,9	S 4	4000	10	9	10^6	1250	100	250	1000	0,25	4	6,5	100	34
RCA 1P21	»	1,9	S 4	4000	40	9	$2 \cdot 10^6$	1250	100	250	100	<0,1	4	6,5	100	34
RCA 1P22	»	1,9	S 8	4200	3	9	$2 \cdot 10^5$	1250	100	250	1000	0,25	4	6,5	100	34
RCA 1P28	»	1,9	S 5	3400	15	9	$2 \cdot 10^5$	1250	100	250	2500	—	4	6,5	100	34
RCA 5819	Testata	11	S 9	4800	40	10	$6 \cdot 10^5$	1250	90	150	750	0,05	5	8	150	56
RCA 6199	»	7,5	S 9	4800	30	10	$6 \cdot 10^5$	1250	—	—	750	—	—	—	—	31
EMI 4588	Interno	20	Similare S 4	—	40	9	10^6	1500	150	150	1000	0,03	—	—	254	50
EMI 5060	Testata	0,7	Similare S 9	—	20	11	10^7	—	160	180	1000	0,01	—	8	210	50
EMI 5311	»	5	»	—	20	11	10^7	—	160	180	1000	0,1	—	—	210	50
EMI VX 5045	»	20	S 4	—	30	—	10^7	—	160	—	—	—	—	—	—	—
RCA H 5037	»	*55*	*S 9*	*4800*	*40*	*10*	10^6	*1000*	—	—	—	—	—	—	*180*	*100*
RCA 4646	—	*3*	*S 9*	*4800*	*40*	*16*	10^9	*2000*	*~100*	*200*	$2 \cdot 10^5$	—	—	—	*190*	*41*

la determinazione dell'area fotosensibile utile media (bibl. 3). Dette misure furono effettuate utilizzando un raggio luminoso del diametro di 0,3 mm con il quale si illuminava, perpendicolarmente e secondo linee di esplorazione predeterminate, il fotocatodo mentre, con un oscilloscopio sincronizzato, si verificava la risposta del fototubo. La figura 10, ottenuta da queste

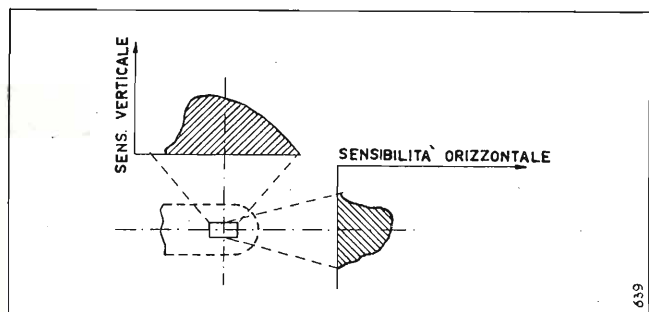



Fig. 10. — Variazioni della sensibilità del fotocatodo di un tubo 931 A.

misure, mostra la variazione tipica della risposta, sia in senso verticale, sia in senso orizzontale; la disimmetria riscontrata nella sensibilità, sia verticale, sia orizzontale, si riscontra in generale su tutti i tubi.

La variazione del guadagno del fototubo è funzione della tensione dei dinodi secondo il grafico di figura 11 (bibl. 14). Per questo fototubo la tensione normale di funzionamento è compresa tra 75 e 100 V; un aumento di questa permetterà di ottenere un maggior guadagno ma il tubo funzionerà in forma instabile a causa della controreazione di ioni ed inoltre si favorirà l'aumento

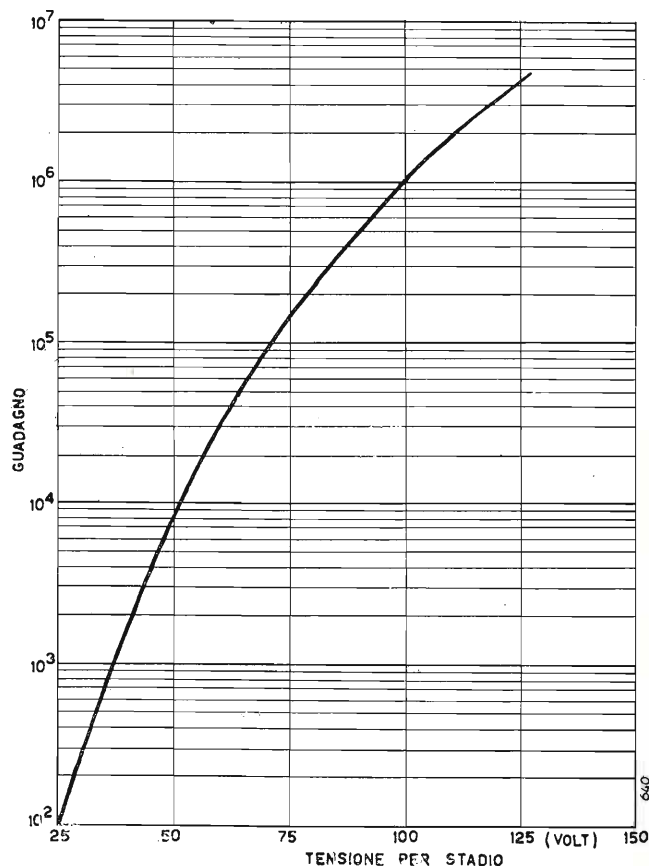



Fig. 11. — Andamento del guadagno in funzione della tensione di funzionamento di ogni stadio (tubo RCA 931 A).

della corrente di rumore. In seguito alla vicinanza dell'anodo con l'ultimo dinodo è sufficiente una d. d. p. di soli 50 V, tra questi due elettrodi, per assicurare la totale raccolta degli elettroni secondari emessi dal dinodo; il mantenere bassa questa tensione ha inoltre l'effetto di evitare che l'ultimo dinodo possa essere bombardato da ioni.

Osserveremo infine che in seguito alla piccola superficie del fotocatodo ed alla distanza tra questo ed il vetro dell'involucro, è difficile ottenere un buon accoppiamento ottico tra il materiale fluorescente ed il fotocatodo. Dispositivi ottici atti a ridurre questi inconvenienti saranno esaminati più avanti.

RCA 1P21 - E' questa la denominazione che la RCA ha dato al fotomoltiplicatore 931 A specialmente scelto in modo da ottenere caratteristiche più stabili unitamente ad un maggior guadagno ($2 \cdot 10^6$) ed a bassa corrente di rumore (0,1 μ A).

RCA 1P28 - E' un fototubo di struttura uguale a quella dei tubi precedenti; il vetro usato per il bulbo ha però un elevato fattore di trasmissione delle radiazioni ultraviolette. Nella figura 12 sono riportate le caratteristiche di risposta spettrale dei tre suddetti tubi.

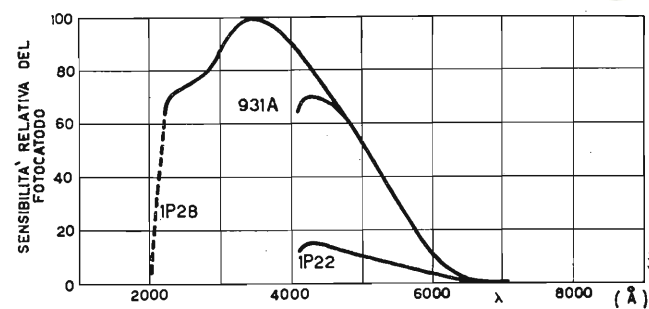



Fig. 12. — Risposta spettrale di tre tubi di produzione RCA.

RCA 5819 - Fotomoltiplicatore di dimensioni maggiori dei precedenti (figura 9 *b* - diam. 51 mm, altezza 130 mm), il fotocatodo è situato nella testata del tubo e copre una superficie di circa 11 cm² con un diametro di 38 mm. Una disposizione interna del tubo è indicata schematicamente in figura 13, la struttura dei dinodi è uguale a quella del tubo 931 A; per poter disporre di un altro stadio di moltiplicazione si è usato come primo dinodo l'elettrodo che nel tubo 931 A funge da fotocatodo; di conseguenza gli stadi di fotomoltiplicazione sono 10. Il tubo è completato da un sistema di ottica elettronica mediante il quale i fotoelettroni emessi vengono guidati sul primo dinodo. Lo zoccolo di grandi dimensioni ha 14 piedini; la costruzione del tubo è molto accurata: per ridurre al minimo la capacità tra i singoli elettrodi i reofori di connessione escono direttamente, attraverso passanti di vetro, in corrispondenza dei rispettivi piedini. La disposizione del fotocatodo e la sua relativamente grande dimensione facilita l'accoppiamento ottico pure con cristalli aventi grandi dimensioni.

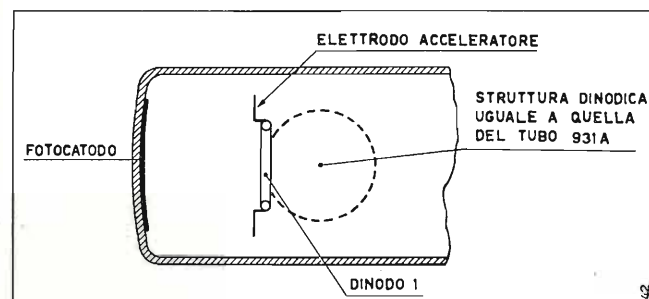



Fig. 13. — Disegno schematico della struttura del tubo RCA 5819.

La sensibilità media del fotocatodo è di 40 μA/lumen [4] riscontrandosi in certi tubi variazioni fino a 20 μA/lumen. Il ricoprimento fotosensibile è costituito da una miscela semitrasparente di cesio-antimonio; la risposta del fotocatodo è, secondo Engstrom (bibl. 15), quella del grafico di figura 14.

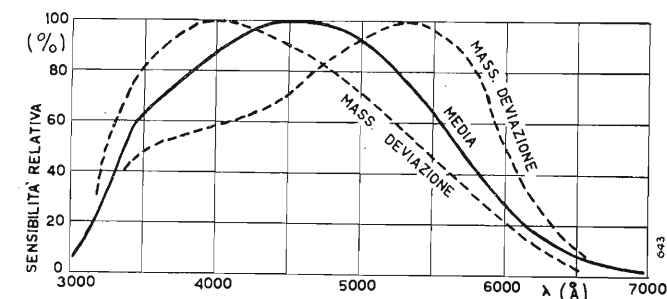



Fig. 14. — Risposta del fotocatodo di un tubo RCA 5819 con le sue possibili variazioni.

In questo fototubo, a causa dello spazio esistente tra il fotocatodo ed il primo dinodo, il flusso di fotoelettroni può venir facilmente deviato per effetto di un campo magnetico, sia pure di piccola intensità; di conseguenza si ha una riduzione nella quantità di fotoelettroni raccolti (bibl. 15); il suddetto effetto è ancora più accentuato nel caso che le linee di forza del campo magnetico interferente siano parallele all'asse formato dalla struttura dei dinodi con conseguente spostamento del flusso elettronico secondo la larghezza del primo dinodo. Questi effetti sono illustrati dal grafico di figura 15; da essi risulta che per una d.d.p. foto-

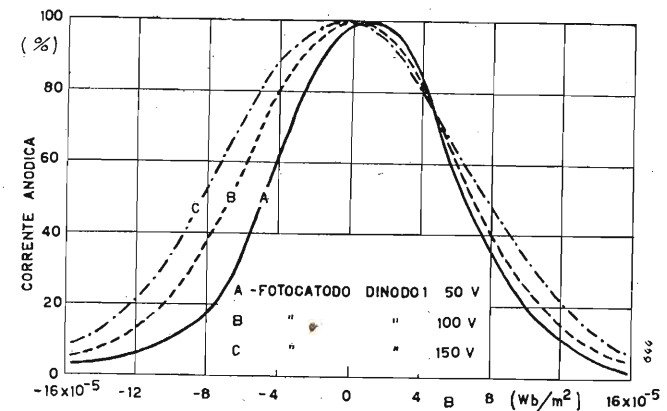



Fig. 15. — Effetti di un campo magnetico nella corrente anodica totale di un tubo RCA 5819.

catodo-dinodo di 150 V è sufficiente un campo magnetico d'intensità $8 \cdot 10^{-5}$ Wb/m² per ridurre del 50 % la corrente anodica relativa all'uscita del fototubo; se si tiene conto che il campo magnetico terrestre è dell'ordine suddetto, si comprende come determinate orientazioni del fototubo possano alterare completamente i risultati delle misure. Per evitare queste dannose conseguenze è dunque opportuno provvedere il tubo di un adeguato schermo di « mumetal » con i risultati visibili in figura 16.

RCA 6199 - Tubo avente struttura simile al precedente, però di dimensioni minori e quindi adatto alla realizzazione di rivelatori portatili. Il fotocatodo, situato nella testata del tubo, è costituito da cesio-antimonio con un diametro di 31 mm.

EMI 4588 [5] - Tubo fotomoltiplicatore del tipo non focalizzato utilizzante per la disposizione dei di-

[4] Quando venne iniziata la costruzione di questo fototubo la sensibilità ottenuta era di soli 8 μA/lumen.

[5] E.M.I.: *Electrical and Musical Industries* (London).

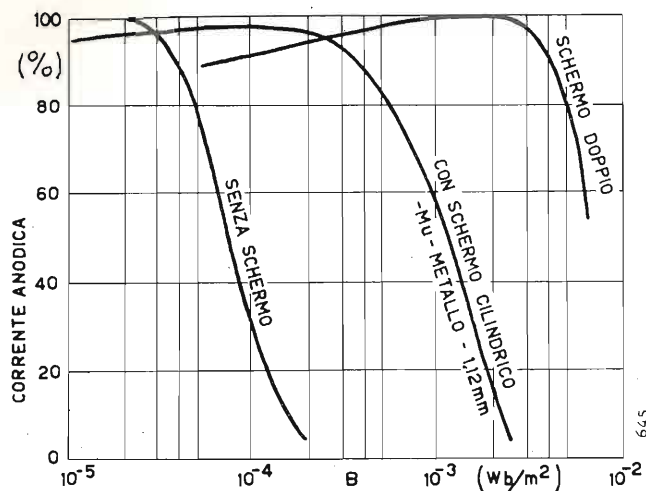



Fig. 16. — Effetti dell'impiego di schermi in mumetal per ridurre l'influenza del campo magnetico.

nodi il sistema a « tendina veneziana ». Il fotocatodo è di grandi dimensioni in modo da facilitare un buon accoppiamento ottico con il cristallo.

EMI 5060 - Tubo che come il precedente utilizza una struttura del tipo a « tendina veneziana ». Il guadagno è stato portato a 10^7 impiegando 11 dinodi. Il fotocatodo è pure posto nella testata del tubo ed è di ridotta superficie (0,7 cm^2) il che porta ad una riduzione della corrente totale di rumore.

EMI 5311 - Tubo di struttura simile al precedente con la differenza che il fotocatodo è di dimensioni maggiori.

(continua)

FABBRICA ITALIANA VALVOLE RADIO ELETTRICHE

BOLLETTINO D'INFORMAZIONI

DEL SERVIZIO CLIENTI

ANNO VI - N. 46
Gennaio 1954

Il nuovo doppio triodo 6BX7GT

È una valvola progettata per l'impiego nei circuiti di deflessione verticale dei televisori.

Consente una realizzazione dell'intero stadio con una sola valvola, usando una sezione come oscillatore e l'altra sezione come amplificatore finale.

La 6BX7GT può funzionare ottimamente anche con bassa tensione anodica (170 V) consentendo l'alimentazione diretta dal raddrizzatore generale del televisore.

Usato come amplificatore di deflessione con le sezioni in parallelo fornisce con sufficiente margine la deflessione di quadro con cinescopi fino a 90° d'angolo di deflessione.

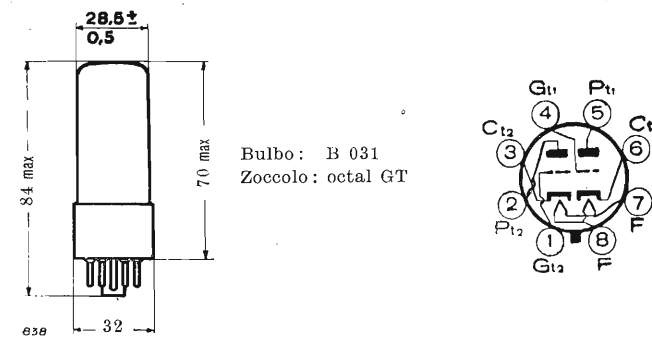



Fig. 1. — Valvola 6BX7GT: dimensioni di ingombro e connessioni allo zoccolo visto da sotto.

Catodo:	a riscaldamento indiretto
Accensione (c.c. o c.a.):	6,3 V - 1,5 A
Posizione di montaggio:	qualsiasi
Massima tensione anodica	500 V
Massima ampiezza della tensione impulsiva anodica (max assoluto) (1)	2000 V
Massima tensione di griglia	0 V
Massima ampiezza della tensione negativa di griglia (1)	— 500 V
Massima dissipazione anodica (ciascuna sezione) (2)	10 W
Massima dissipazione anodica (le due sezioni) (2)	12 W
Massima corrente catodica continua (2)	60 mA
Massima ampiezza della corrente catodica	180 mA

(1) La durata dell'impulso di tensione non deve superare il 15% di un periodo di scansione.

(2) È opportuno inserire una resistenza di polarizzazione catodica per proteggere la valvola in assenza di eccitazione.

Massima tensione tra filamento e catodo:	
con filamento negativo rispetto al catodo	200 V
con filamento positivo rispetto al catodo	
per la componente continua	100 V
totale	200 V
Massima resistenza del circuito di griglia	2,2 MΩ

Capacità interelettrodiche dirette (senza schermo esterno):

	Sezione 1 (3)		Sezione 2
Griglia-anodo	4,2		4 pF
Di entrata	4,4		4,8 pF
Di uscita	1,1		1,2 pF
Tra le due griglie		0,11	pF
Tra i due anodi		1,5	pF

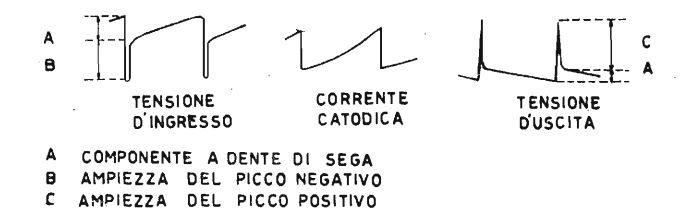



Fig. 2. — Forme d'onda tipiche ottenute con la 6BX7GT.

CONDIZIONI NORMALI DI IMPIEGO

Amplificatore Classe A_1 (ciascuna sezione)

Tensione anodica	100	250 V
Resistenza catodica di polarizzazione		390 Ω
Corrente anodica	80	42 mA
Transconduttanza	—	7600 μA/V
Coefficiente di amplificazione	—	10
Resistenza anodica (circa)	—	1300 Ω
Tensione di griglia (circa) per I_a = 50 μA	—	— 40 V

Amplificatore di deflessione verticale (4)
(Sezione 2) (5)

Tensione anodica	170 V
Resistenza catodica di polarizzazione (6)	170 V

(3) Sezione 1: piedini 4, 5 e 6. Sezione 2: piedini 1, 2 e 3.

(4) Questi dati si riferiscono all'impiego con un cinescopio avente un angolo di deflessione di 70° ed una tensione anodica di 14 kV.

(5) Quando la 6BX7GT è adoperata come amplificatore di deflessione verticale e come oscillatore, è consigliato usare la sezione 1 per l'oscillatore.

(6) Valore tipico della resistenza totale catodica per la migliore linearità.

Tensione di ingresso (circa):		
componente a dente di sega	41	V
ampiezza del picco negativo	70	V
Corrente catodica (componente continua)	24	mA

Ampiezza della corrente catodica	65	mA
Tensione di uscita (circa):		
componente a dente di sega	160	V
ampiezza del picco positivo	840	V

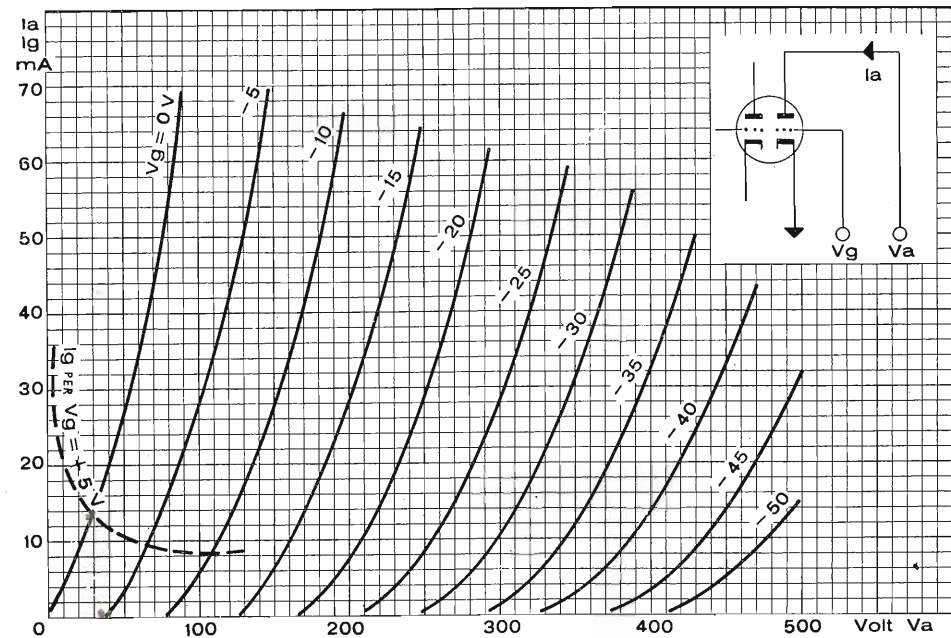



Fig. 3. — Caratteristiche anodiche per V_g che va da 0 a — 50 V e V_a sino a 500 V.

R_1	560	Ω
R_2	1	MΩ
R_3	1,5	MΩ
R_4	560	
R_5	15000	Ω
R_6	150	Ω
R_7	3	MΩ
R_8	0,5	MΩ
R_9	0,1	MΩ
R_{10}	1000	Ω
R_{11}	1	MΩ

C_1	0,25	μF
C_2	50000	pF
C_3	0,1	μF
C_4	100	μF
C_5	0,1	μF

T_1 — trasformatore dell'oscillatore bloccato - rapporto 1/6

T_2 — trasformatore d'uscita: induttanza del primario 70 H

R_{11} regolazione di frequenza
R_7 » di ampiezza
R_{10} » di linearità

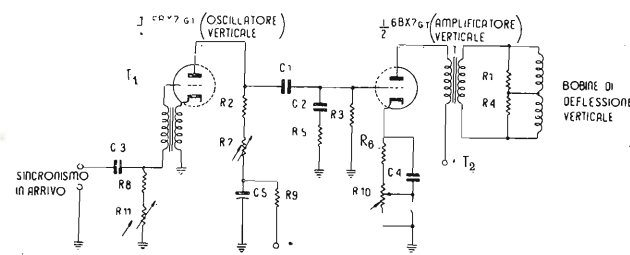



Fig. 4. — Schema e valori dei componenti di uno stadio di deflessione con la 6BX7GT.

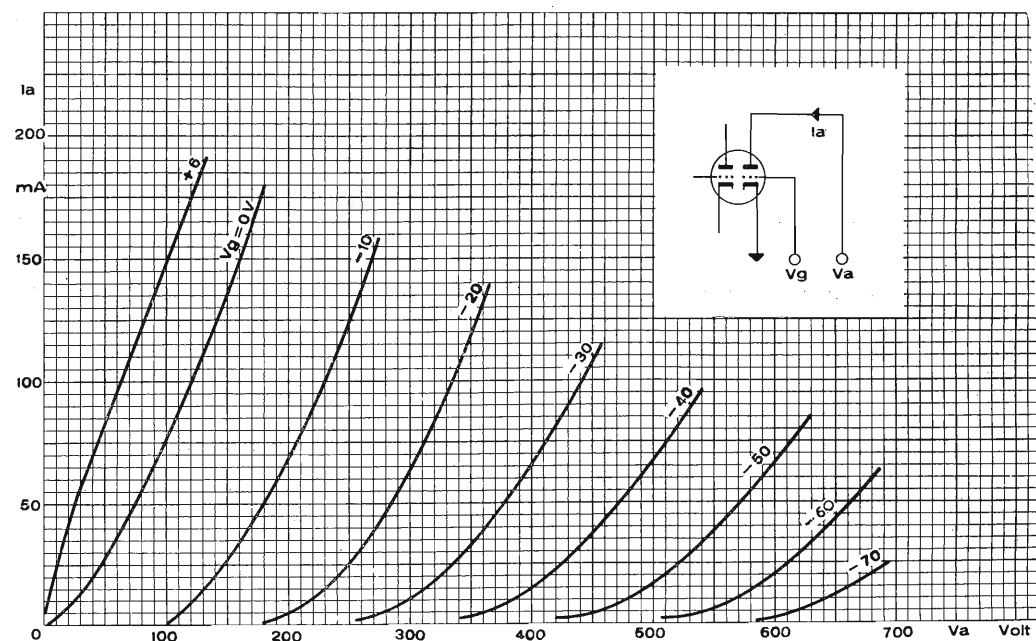



Fig. 4. — Caratteristiche anodiche della valvola 6BX7GT (per V_g da + 6 a — 70 e V_a sino a 700 V).

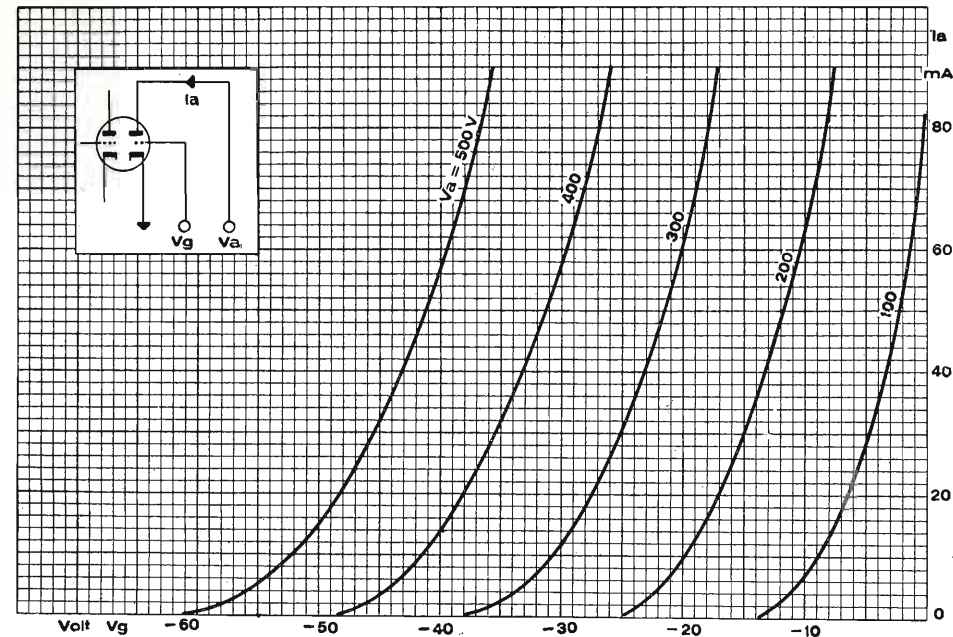



Fig. 6. — Caratteristiche mutue della valvola 6BX7GT.

Resistenza zavorra per il cambio - tensione di apparecchi senza trasformatore

Gli apparecchi economici senza trasformatore hanno generalmente il circuito di alimentazione realizzato secondo lo schema della figura 7, in cui 1, 2 sono i morsetti di rete, R è una resistenza zavorra, R_f è la resistenza della serie dei filamenti riscaldatori di tutte le valvole (compresa la raddrizzatrice), D è un diodo raddrizzatore monoanodico, C il condensatore di filtro e R_c la resistenza equivalente al carico a corrente continua di tutte le valvole (esclusa la raddrizzatrice).

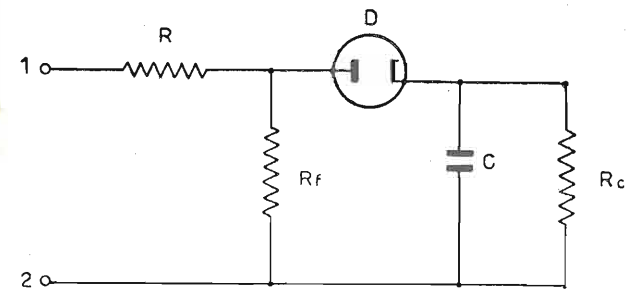



Fig. 7. — Schema del circuito di alimentazione di un apparecchio senza trasformatore. 1, 2 = morsetti di rete; R = resistenza zavorra; R_f = resistenza dei filamenti; D = diodo monoanodico; C = condensatore di filtro; R_c = resistenza equivalente del carico in corrente continua.

La resistenza zavorra R serve a introdurre una caduta di tensione per adattare la tensione di rete alla somma delle tensioni di accensione, assunta uguale alla tensione anodica del diodo. Talvolta R_f comprende un'ulteriore resistenza zavorra necessaria ad adattare la tensione anodica del diodo alla somma delle tensioni di accensione. Generalmente la resistenza zavorra R è costituita da un reostato a prese fisse, che consente l'alimentazione con diversi valori della tensione di rete (un valore o un campo di valori per ogni presa), costituendo il cosidetto cambio-tensione.

Il calcolo del valore di R in sede di progetto non è agevole, perchè tanto R quanto R_f sono percorsi da una corrente deformata, la quale si può ritenere dovuta alla sovrapposizione di una corrente alternata, che percorre i due resistori R, R_f in serie chiudendosi attraverso la rete, e di una corrente a guizzi, che, attraversando il diodo e il condensatore, si chiude attraverso R, R_f in parallelo. Perciò di solito la determinazione di R si fa per via sperimentale.

In tal caso la procedura è la seguente: alimentando il circuito tra 1 e 2 con tensione regolabile, si cerca per ogni valore di R il valore di tensione tra 1 e 2 che fornisce ai morsetti di R_f una tensione di valore efficace prefissato, costante. Si ottiene così un diagramma, dal quale si può desumere il valore di R per ogni preassegnato valore della tensione di rete.

In tal modo, restando invariato per ogni diversa tensione di alimentazione, il valore efficace della tensione ai morsetti della serie dei filamenti, rimane altresì invariato il valore efficace della corrente di accensione, la potenza di accensione e la temperatura dei filamenti e dei catodi. Varia invece la ripartizione della corrente a guizzi tra R ed R_f e quindi variano le condizioni di lavoro del diodo e del circuito a corrente continua; ma in pratica tali variazioni risultano trascurabili, per cui si può ritenere che il cambio-tensione così predisposto rende indipendente la tensione e la corrente continua, nonchè la tensione inversa sul diodo, dal valore della tensione di rete.

Tuttavia neppure la determinazione sperimentale è eseguibile con i consueti strumenti; infatti, data l'esiguità delle correnti in gioco e la necessità di misurare il valore efficace di una tensione dovuta alla sovrapposizione di una tensione alternata e di un guizzo unidirezionale, almeno il volt-metro per la misura della tensione su R_f deve essere del tipo elettrostatico. Perciò pubblichiamo una curva della resistenza zavorra in funzione della tensione di alimentazione rilevata sul circuito indicato nella stessa figura 8.

Tale circuito è quello di un ricevitore realizzato con la serie di valvole 12BE6, 12BA6, 12AT6, 50B5, 35W4 in cui si mantenga costante la tensione di 120 V sulla serie dei 5 filamenti. In tal modo si ottiene la corrente di accensione prescritta di 150 mA, mentre la corrente continua erogata dal diodo è di 65 ÷ 70 mA e la tensione continua di 125 V circa.

Una resistenza da 20 ohm inserita in serie all'anodo della 35W4 non modifica apprezzabilmente le tensioni, mentre riduce di circa 5 mA la corrente prelevata dalla rete.

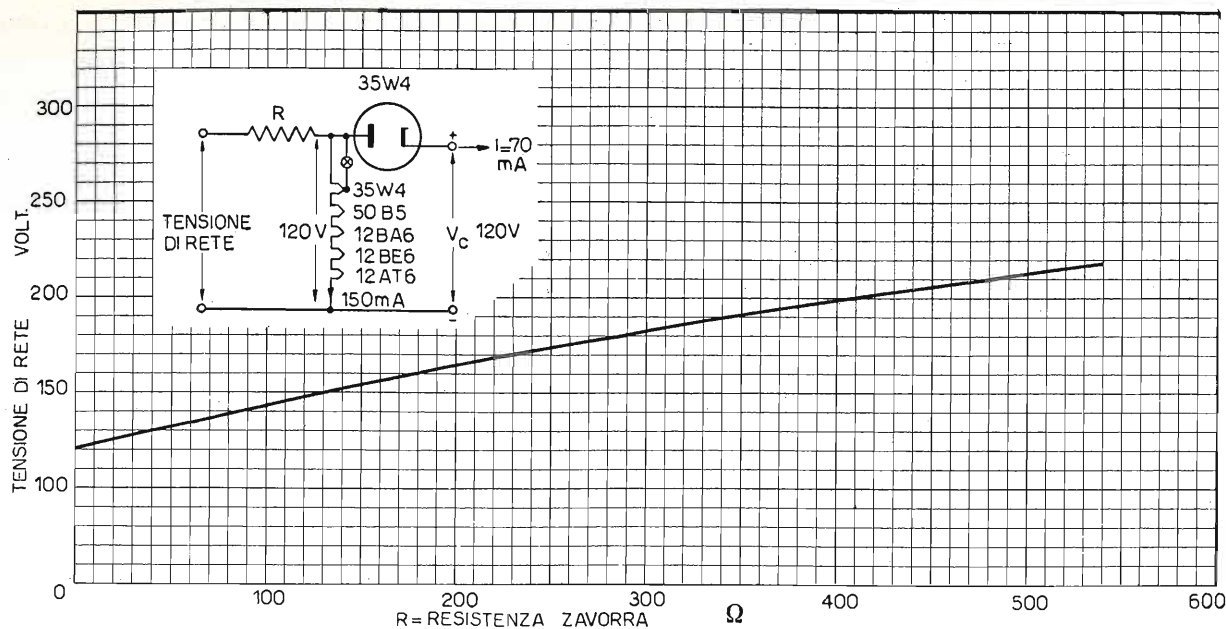



Fig. 8. — Valori della resistenza zavorra per diversi valori della tensione di rete nel caso del circuito indicato in figura.

Altre curve, relative ad altri circuiti, potranno essere rilevate e pubblicate, qualora ne sia fatta esplicita richiesta dagli interessati.

Unificazione dei tipi 5Y3G e 5Y3GT nella nuova realizzazione 5Y3G/GT

Informiamo la nostra clientela che la FIVRE ha iniziato la costruzione dell'unico tipo 5Y3G/GT in sostituzione dei due precedenti tipi 5Y3G e 5Y3GT.

La nuova versione sostituisce senza varianti di sorta entrambe le rettificatrici omonime.

La 5Y3G/GT è inoltre una valvola di progetto interamente nuovo, nella quale tra l'altro l'adozione di un filamento nervato ha permesso la eliminazione di gancetti per sostenere i filamenti, conferendo a questi ultimi una maggiore robustezza e rigidità.

Pur trattandosi di un nuovo progetto, non vi è alcuna incognita relativa ai nuovi accorgimenti costruttivi in quanto essi sono stati già ampiamente collaudati all'estero e da noi stessi con una produzione che già supera le varie decine di migliaia.

La 5Y3G/GT FIVRE è perciò una valvola moderna, di qualità e durata veramente ottime.

Quarzi (seguito)

Massima sollecitazione dei cristalli

I cristalli sono elementi vibranti meccanicamente, pilotati dalla c.a. di solito nel circuito di griglia di un oscillatore. L'ampiezza di vibrazione viene controllata dall'eccitazione dell'oscillatore.

Per evitare fratture del quarzo si raccomanda di non superare la eccitazione indicata per ciascun tipo di quarzo nelle relative Norme specifiche ristrette, o in termini di massima potenza dissipata o in termini di massima corrente a R.F. nella lastrina.

Per quarzi di dimensioni medie, con montaggio a spazio d'aria o a pressione, non argentati, si raccomanda in generale che la corrente a R.F. attraverso il cristallo sia limitata ai valori segnati nella seguente tabella:

70 ÷ 300 kHz	5 mA
301 ÷ 550 kHz	10 mA
551 ÷ 1 000 kHz	25 mA
1001 ÷ 2 000 kHz	50 mA
2001 ÷ 5 000 kHz	75 mA
5001 ÷ 8 000 kHz	100 mA
8001 ÷ 10 000 kHz	125 mA

Questi limiti sono i massimi ammissibili per condizioni sicure di funzionamento. Le vibrazioni del quarzo producono però riscaldamento interno con conseguente variazione di frequenza dovuta all'aumento di temperatura. Le migliori condizioni di stabilità in esercizio si ottengono con basse eccitazioni. Si consiglia di far lavorare il quarzo con corrente metà di quelle sopra indicate.

I cristalli argentati ed a fili saldati sono maggiormente soggetti a rotture ed a variazioni permanenti di frequenza se vengono usati con oscillatori che li eccitano molto.

Per il funzionamento sicuro di questi tipi, si raccomanda che la corrente a R.F. non superi i valori della seguente tabella:

70 ÷ 100 kHz	3,75 mA
101 ÷ 150 kHz	2,5 mA
151 ÷ 200 kHz	2,0 mA
201 ÷ 250 kHz	1,5 mA
251 ÷ 350 kHz	1,0 mA
351 ÷ 500 kHz	0,75 mA

Si consiglia per una buona stabilità di far lavorare anche questi quarzi con corrente metà di quelle sopra indicate.

(continua)

FIVRE
Ufficio Pubblicazioni Tecniche
Via Fabio Filzi n. 1 - Pavia

(178)

LIBRI E PUBBLICAZIONI

TATTARA GIANCARLO: **Misure telefoniche.**

Parte I, volume A di 331 pagine formato cm 21,5 × cm 28,5. Ediz. STET in Multilit. - Torino, 1953.

L'iniziativa della pubblicazione è quanto mai opportuna dato il crescente sviluppo dei mezzi e dei sistemi telefonici.

Per una graduale introduzione alla materia l'autore fa precedere alle questioni prettamente telefoniche, alcuni capitoli di carattere generale. Così, dopo brevi considerazioni sulle misure in genere, nel secondo capitolo sono riportate le caratteristiche degli strumenti a lettura diretta e, nei successivi, vengono considerati i metodi ed i procedimenti per la misura della tensione, della corrente, della quantità di elettricità, della potenza e della resistenza a corrente continua, per le misure di impedenza, induttanza, mutua induttanza e capacità, e per le misure di frequenza.

La trattazione delle misure telefoniche propriamente dette inizia con il nono capitolo diviso in tre parti: misura dei livelli di trasmissione, misure dell'adattamento delle impedenze, misura dei parametri di trasmissione dei quadripoli e delle linee. Il decimo capitolo tratta della misura della diafonia, e l'ultimo, l'undicesimo, è dedicato alla prevenzione e localizzazione dei guasti sulle linee telefoniche.

Le varie parti risultano curate sia nella scelta, sia nella trattazione degli argomenti. Sotto questo aspetto gli ultimi capitoli sono più ampiamente sviluppati rispetto ai primi e, nell'insieme, è evidente l'intendimento dell'autore di adeguare gli sviluppi dei singoli argomenti alle finalità della pubblicazione.

I richiami informativi che precedono i capitoli dedicati alle misure telefoniche vere e proprie sono di indiscutibile utilità, come pure i riferimenti alle raccomandazioni del C.C.I.F.

I molti esempi riportati, inoltre, avvicinano efficacemente il lettore non solo all'impostazione teorica, ma anche a quelle che sono le difficoltà e le necessità pratiche delle misure, cosicchè il libro unisce, agli altri, il merito di poter costituire un valido mezzo di lavoro per quanti, giornalmente, si interessano di esse.

Il testo è corredato da molti disegni e schemi (che però sarebbe preferibile fossero più opportunamente dislocati) e l'esposizione è sempre chiara e precisa.

Questa prima parte sarà seguita da altre successive.

(171) F. Z.

RAVALICO D. E.: **Il video libro.**

Un volume di XX + 362 pagine, formato cm 17,5 × cm 25 con 365 figure e 15 tavole fuori testo. "U. Hoepli", Milano, 1954 - Prezzo L. 2200.

Alla serie dei libri pubblicati dal Ravalico, si aggiunge ora quello dedicato alla televisione.

Il nuovo volume conserva tutti gli innegabili pregi di praticità ed efficacia che sono peculiari degli altri volumi già noti. A tali pregi se ne aggiunge questa volta un altro che, in verità, non si può dire sia del tutto comune alle altre opere, e cioè una conveniente precisione nella spiegazione dei fenomeni, nella illustrazione del funzionamento dei circuiti e nel linguaggio usato.

Tale pregio è forse di maggiore importanza in un libro di volgarizzazione come quello in parola che in un libro rivolto ai tecnici più preparati. Questi sono spesso in grado di giudicare da loro stessi, di distinguere l'esatto dall'impreciso o dall'errato e di valutare l'importanza e il peso dei vari argomenti. Un maggiore senso di responsabilità dovrebbe invece guidare l'autore che si rivolge a tecnici meno preparati, non sempre dotati di quello spirito critico, in mancanza del quale il lettore può essere trascinato su concetti errati o confusi.

Il volume in parola soddisfa le esigenze della volgarizzazione pur entrando abbastanza in profondità nei vari argomenti. Anche l'ordine con cui è esposta la materia e la sua suddivisione nei vari capitoli appare organica ed efficace.

Si incomincia col descrivere nei primi quattro capitoli (da pag. 1 a pag. 63) il funzionamento del tubo a raggi catodici e i principi di deflessione elettrica e magnetica del fascio di elettroni; si esamina quindi la struttura dei segnali televisivi (Cap. V pag. 64-81), l'analisi dell'immagine e le figure di controllo dette « monoscopi » (Cap. VI, 82-91). Si considera poi l'amplificazione del segnale ottenuta nei ricevitori televisivi in due canali « video » ed « audio », suddivisi sia subito dopo la conversione, sia come nei ricevitori cosiddetti « intercarrier », alla fine dell'amplificatore a frequenza intermedia (Cap. VII, 92-135). Nei capitoli VIII (136-158), IX (159-175) e X (176-189) si considerano i generatori di tensione a dente di sega per la scansione, l'alimentazione ad alta tensione del cinescopio e i circuiti di sincronismo. Il controllo automatico di frequenza è considerato nel capitolo XI (190-198) e gli alimentatori dell'apparecchio televisore nel XII (199-215).

Il capitolo XV dedicato all'antenna per la ricezione televisiva, avrebbe potuto essere premesso ai capitoli XIII e XIV perché questi, assieme al successivo e alle tavole fuori testo, costituiscono la parte che passa talora sotto il nome « Note di servizio » e non più la parte descrittiva dei principi generali di funzionamento.

Ecco infatti i titoli di questi ultimi capitoli: Cap. XIII - Esempi di apparecchi televisori (216-251); Cap. XIV - La ricerca dei guasti negli apparecchi televisori (252-290, comprende una serie molto completa di immagini di controllo con difetti di ogni genere); Cap. XV - L'antenna per la ricezione televisiva (291-315); Cap. XVI - Valvole elettroniche e tubi catodici per televisori (316-362). Seguono quindi tavole fuori testo comprendenti gli schemi completi di numerosi televisori italiani ed americani.

Buona come sempre la veste tipografica simile a quella degli altri volumi dello stesso autore.

(174) G. D.

MANNINO - PATANÈ G.: **La tecnica elettronica.** - Vol. I - Terza ediz.

Un volume di XXXII + 706 pagine formato cm 17,5 × cm 25 con 558 figure. "U. Hoepli", Milano, 1953 - Prezzo L. 3200.

Questa terza edizione del primo volume è stata completamente rifusa ampliata e completata di numerosi argomenti, particolarmente nel campo delle iperfrequenze. Mentre questo volume tratta soprattutto le proprietà e il comportamento dei singoli componenti di un circuito radio, il secondo volume di cui si annuncia prossima la pubblicazione, tratterà delle applicazioni concrete di tali componenti.

L'opera ha carattere enciclopedico e tende a raccogliere tutti gli argomenti riguardanti la tecnica elettronica. Appunto per questo suo carattere, che la rende più adatta alla consultazione saltuaria che allo studio sistematico, riesce di particolare utilità l'indice analitico per ordine alfabetico, oltre a quello tematico, di cui l'opera è corredata.

Occorre però notare che lo svolgimento della materia non è sempre organico ed uniforme anche perché il materiale è raccolto, con notevole disinvoltura e senza un adeguato e conveniente « ridimensionamento », da varie fonti facilmente individuabili.

Anche per quanto riguarda l'ordine, l'opera non va esente da qualche critica. Per esempio non si comprende quale attinenza abbiano fra loro la piezoelettricità e la luminescenza per essere trattate assieme nel IV capitolo della 1ª parte (pag. 57) mentre poi l'argomento della piezoelettricità viene ripreso nel Cap. I della parte XII (pag. 640). Il capitolo V della parte II (pag. 127), che tratta della classificazione delle onde elettromagnetiche, è incastrato fra i capitoli IV, VI e VII che trattano di antenne, mentre il capitolo VIII (pag. 165) sempre della parte II, tratta di filtri che si ritiene avrebbero potuto essere più convenientemente trattati fra il 1° capitolo, dedicato ai circuiti a costanti concentrate e il secondo, dedicato ai circuiti a costanti distribuite. Non si vede poi quale affinità abbiano fra loro i moltiplicatori elettronici ad emissione secondaria con i trasduttori elettroacustici che sono gli argomenti a cui è dedicata la IV parte (pagina 197).

Malgrado queste critiche l'opera può riuscire di notevole utilità perché essa tratta numerosi argomenti che non sono svolti in altri libri in lingua italiana o che si trovano distribuiti in opere di varia natura.

Ecco l'elenco delle varie parti in cui è divisa l'opera: Parte 1ª - Nozioni varie (pagine 1-62); Parte 2ª - Circuiti oscillatori e loro derivati. Propagazione delle onde elettromagnetiche (63-176); Parte 3ª - Teorie delle oscillazioni modulate (177-196); Parte 4ª - Moltiplicatori elettronici e trasduttori elettroacustici (197-267); Parte 5ª - I tubi elettronici per usi normali e speciali (269-468); Parte 6ª - La conversione delle correnti e la polarizzazione delle griglie dei tubi (469-502); Parte 7ª - Determinazioni varie mediante la retta di carico (503-524); Parte 8ª - Degli stadi delle classi A, A-B, B e C (525-564); Parte 9ª - Nozioni sui vari sistemi di amplificazione (565-592); Parte 10ª - Della reazione negativa od inversa (593-609); Parte 11ª - La regolazione (manuale), la compressione e l'espansione della sensibilità (volume). La regolazione (manuale) del tono (611-634); Parte 12ª - Gli oscillatori (635-679); Parte 13ª - I vari sistemi di modulazione e di demodulazione (in ampiezza) (681-697); Parte 14ª - La modulazione ad impulso (699-705).

La veste tipografica è quella ben nota ed apprezzata delle edizioni tecniche Hoepli.

(175) G. D.

UITJENS A. G. W.: **Television receiver design. I. F. stages.** - Monograph. 1.

Un volume di X + 180 pagine formato cm 15,5 × cm 25, con 123 figure, rilegato in tela. "Philips' tech. Library", 1953.

Il volume appartiene alla serie dei libri sulle valvole elettroniche della biblioteca tecnica Philips ed è una parte dell'opera che tale Casa intende mettere a disposizione di coloro che si interessano della progettazione di un televisore.

In questa monografia sono considerati minuziosamente i vari fattori che concorrono alla determinazione dei dati di progetto di un amplificatore a larga banda passante: dal legame esistente tra il guadagno della catena di amplificazione e l'ampiezza della banda passante, alla distorsione nella riproduzione degli impulsi di tensione: dalla determinazione del rapporto segnale disturbo, all'esame delle principali cause di retroazione.

Pregio principale di quest'opera è di non essere solo una complicata enunciazione teorica; il legame tra i vari parametri è messo in evidenza da grafici e formule che permettono di giungere a utili valori numerici. Numerosi esempi riportati alla fine di ogni capitolo ed un intero capitolo di pratiche considerazioni, costituiscono una guida per il progettista ed un criterio per giudicare l'importanza delle varie formule.

Particolare menzione merita il metodo grafico per determinare i valori della frequenza di risonanza dei vari stadi costituenti un amplificatore a curva di risposta piatta, con il metodo della sintonia scalata (Staggered tuning) ed il metodo, pure grafico, per determinare come un amplificatore, note le sue caratteristiche di ampiezza e di fase, reagisce ad un breve impulso di tensione.

Per non distogliere l'attenzione del lettore, gli sviluppi analitici di quelle formule che non sono una diretta conseguenza degli argomenti trattati, sono stati opportunamente raccolti in appendice assieme ad alcune tabelle utili per la progettazione.

Come al solito molto accurata la veste tipografica.

Ecco l'elenco dei capitoli:
Cap. 1° - Guadagno e larghezza di banda con accoppiamento a bipolo (pagine 1-14); Cap. 2° - Caratteristica di risposta di un amplificatore completo (15-22); Cap. 3° - Distorsione (23-49); Cap. 4° - Guadagno larghezza di banda e distorsione con accoppiamento a quadripolo (50-58); Cap. 5° - Rumore (59-82); Cap. 6° - Reatroazione (83-115); Cap. 7° - Considerazioni pratiche seguenti alla teoria (116-133); Appendici (134-137); Tavole (168-172); Elenco dei simboli (173-177).

(176) D. B.

NEETESON P. A.: **Television receiver design. Flywheel synchronization of saw-tooth generators.** Monograph 2.

Un volume di 156 pagine, formato cm 15,5 x cm 25 con 118 figure rilegato in tela. "Philips' tech. Library", 1953.

Questo libro, il secondo che la biblioteca tecnica Philips dedica al progetto di un ricevitore televisivo, tratta della sincronizzazione, argomento importante e causa non ultima di un buon successo nell'esito finale.

Ad una parte introduttiva, in cui sono esposti i principi basilari dei generatori di tensione e di corrente a denti di sega, fa seguito la completa trattazione della sincronizzazione volano (Flywheel synchronization).

Come in una macchina il volano mantiene costante la velocità dell'albero condotto, perché la sua inerzia assorbe le brevi ed impreviste variazioni di coppia per distribuirle poi in un periodo più lungo, così nei generatori della base tempi opera la sincronizzazione volano nei confronti dei radiodisturbi atmosferici. Il segnale di sincronismo cessa di comandare il ritorno del pennello elettronico per fornire soltanto il segnale necessario per mantenere al suo giusto valore la naturale frequenza del generatore della base tempi.

I vari circuiti che attuano questo principio sono studiati in questa monografia senza troppo eccedere nella trattazione matematica che rischierebbe di nascondere al lettore il loro vero volto. Utili semplificazioni nella trattazione teorica dei multivibratori e degli oscillatori bloccati hanno il pregio di condurre a formule che, usate in pratica, permettono di determinare valori di progetto che si possono ritenere più che soddisfacenti se si pensa alle difficoltà che, in generale, si incontrano nella risoluzione dei problemi non lineari.

L'opera raggiunge appieno l'intento dell'autore: dare una completa trattazione dei principi che regolano i circuiti della sincronizzazione volano.

L'accurata veste tipografica aggiunge un altro pregio a questa opera.

L'elenco dei capitoli:
Cap. 1° - Introduzione (pagine 1-3); Cap. 2° - Principi dei generatori a denti di sega (4-21); Cap. 3° - Alcuni pratici circuiti generanti denti di sega (22-33); Cap. 4° - Tubi elettronici progettati per i generatori a denti di sega (34-37); Cap. 5° - Sincronizzazione (38-41); Cap. 6° - Sincronizzazione volano (42-142); Appendici (143-146); Bibliografia (147); Lista dei simboli (148-151).

(177) D. B.

R&S
ROHDE & SCHWARZ
MÜNCHEN

OM **AM** OC **MF** OCC **TV** OUC

VI PRESENTA LA NUOVA GAMMA DI CONDENSATORI A DIELETTRICO CERAMICO D'ALTA QUALITÀ, COSTRUITI SU LICENZA L.C.C. (C.ie Gén.le de T.S.F.)

CONDENSATORI CERAMICI L.C.C.

- Per RICEZIONE, APPARECCHIATURE DI PRECISIONE, TRASMISSIONE di piccola, media e grande potenza ad uso CIVILE, MILITARE, PROFESSIONALE e TROPICALE su posti fissi, mobili e portatili ultracompatti
- Caratterizzati da eccezionali doti di ROBUSTEZZA, MINIMO INGOMBRO, STABILITÀ
- TEMPERATURE DI IMPIEGO: −80 ÷ + 130° C
- TENSIONI NOMINALI: 250 ÷ 10 000 V senza limite per raggruppamento
- POTENZE REATTIVE AF: da qualche VAr a 20 kVAr
- COEFFICENTI di TEMPERATURA prestabiliti: −750 −700 −470 −80 −30 0 +100
- COSTANTI DIELETTRICHE: 7 ÷ 5 800
- In forma di TUBETTO, PASTIGLIA, PIASTRINA, SUBMINIATURA, ULTRAMINIATURA, REGOLABILE, PASSANTE, PIATTO, BICCHIERE, si adattano a tutte le esigenze tecniche di montaggio

FABBRICA ITALIANA CONDENSATORI S.p.A.

Via Derganino N. 18-20 **MILANO** Tel. 97.00.77 - 97.01.14

DIRETTORI: EDOARDO CRISTOFARO - VITTORIO MALINVERNI (RESPONSABILE) — SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - IV GRUPPO — ILTE - TORINO